Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 28 No. 1-2 1963

Symposium:
Toepassing en ontwerp van professionele antennes

Gehouden op vrijdag 18 mei en vrijdag 25 mei 1962 in het Dr. Neher Laboratorium PTT. St. Paulusstraat 4 te Leidschendam.

Het symposium werd voorbereid door een commissie bestaande uit de heren:

Prof. Dr. Ir. J. L. Bordewijk, voorzitter,
Dr. Ir. N. Knudtzon,
Prof. Ir. C. A. Muller,
Ir. A. W. M. Paling,
Prof. Jhr. Ir. J. L. W. C. von Weiler.

Een woord vooraf van de symposiumcommissie

Het lijkt de symposiumcommissie nuttig bij het in druk verschijnen van de voordrachten, gehouden in het kader van het tweedaags antennesymposium op 18 en 25 mei van het vorige jaar, een korte toelichting te schrijven, zowel als geheugensteun voor de deelnemers, als voor diegenen die niet aan het symposium konden deelnemen en toch belangstelling voor de schriftelijke weergave ervan bezitten.

Teneinde een voldoend grote kring uit ons beslist niet alleen uit antennespecialisten bestaand genootschap te dienen, is er naar gestreefd het accent van het symposium voornamelijk op het grensgebied van toepassing en ontwerp te leggen en dus uitdrukkelijk geen leergang voor antenneontwerpers te organiseren.

Als thema voor het symposium is dan ook gekozen het gesprek „gebruiker-ontwerper" zoals dat in de praktijk op diverse toepassingsgebieden plaatsvindt.

Tengevolge van deze keuze komt in de voordrachten van de „gebruiker" tevens de gehele entourage van de antennetoepassing ter sprake voorzover deze medebepalend is voor het uitein-

delijke programma van eisen, dat aan de „ontwerper" wordt voorgelegd. Het thema impliceert min of meer een overigens dringend noodzakelijke beperking tot professionele antennes.

Voor het terrein van de radiosterrekunde moest het accent begrijpelijkerwijs iets verlegd worden en wel naar de overgang „astronoom-radio-astronoom".

Een en ander heeft, naar gehoopt wordt, het symposium kunnen vrijwaren voor een zekere eentonigheid, waaraan men bij een serie voordrachten over een specialistisch gebied niet altijd kan ontkomen.

Het leek wenselijk met een „panorama" d.w.z. een soort vogelvluchtverhaal waarin alle te behandelen antennetypes snel de revue passeren, te beginnen. Helaas is een langdurige ziekte van prof. jhr. ir. J. L. W. C. von Weiler, lid van de symposiumcommissie, die met dit „panorama" de rij der symposiumsprekers heeft geopend, er de oorzaak van dat de publikatie van zijn voordracht niet in het voor U liggende boekwerkje kon worden opgenomen.

Om het onmisbaar contact met de theoretische grondslagen in het licht te stellen was daarna een voordracht voorzien die de weg van theoretische grondslag tot ontwerpmethode behandelt. Deze voordracht gaat thans vooraan.

Tenslotte leek het de commissie noodzakelijk als entremet een voordracht over de zo moeilijke techniek van het meten van antenne-eigenschappen in te vlechten.

De uit voorgaande beschouwingen voortgekomen compositie, thema zowel als variaties, treft U thans aan in een vorm, die naar de wens der commissie, diegenen onder U van nut zal kunnen zijn, die zich op relatief eenvoudige wijze een beeld willen vormen van de ontwikkelingstendenzen op het gebied van de professionele antennes. Daarnaast zullen ook ongetwijfeld de meer ingewijden een aantal interessante ideeën aantreffen van de in aangrenzende gebieden werkzame collegae.

Programma 18 mei 1962

10.30 uur: Opening door de voorzitter van het symposium.

10.40 uur: **Panorama**
Prof. Jhr. Ir. J. L. W. C. von Weiler,
LEOK, Oegstgeest.

11.20 uur: **Theoretische grondslagen**
Prof. Dr. Ir. J. P. Schouten,
T.H., Delft.

Antennes voor navigatie en locatie

14.00 uur: Toepassing
Ir. R. A. Kasper,
LEOK, Oegstgeest.

15.00 uur: Ontwerp
Ir. M. H. Bodmer,
N.V. Holland Signaal App., Hengelo.

15.40 uur: **Meten van antenne-eigenschappen**
Ir. E. Goldbohm,
Ned. Radar Proefstation, Noordwijk.

Programma 25 mei 1962

Antennes voor omroep en televisie

10.00 uur: Toepassing
Ir. P. H. Boukema,
PTT, Den Haag.

11.00 uur: Ontwerp
Dr. R. Greif,
Rohde und Schwarz, München.

Communicatie-antennes

11.40 uur: Toepassing
Dr. Ir. N. Knudtzon,
SADTC, Den Haag.

14.00 uur: Ontwerp
Ir. H. J. Kramer,
P.T.I., Hilversum.

Antennes voor radio-astronomie

15.00 uur: Probleemstelling
Prof. Dr. C. de Jager,
R.U., Utrecht.

15.40 uur: Radiotechnische mogelijkheden
Prof. Ir. C. A. Muller,
Radiosterrenwacht, Dwingeloo.

16.20 uur: Sluiting

Theoretische grondslagen

door J. P. Schouten *)

1. Inleiding

Om te kunnen spreken van de theoretische grondslagen van de eigenschappen van antennes dient men zich in de eerste plaats te bezinnen op de vraag wat men onder een „antenne" verstaat of moet verstaan. Men kan wel vaststellen, dat zend-antennes inrichtingen zijn om elektromagnetische golven, die elders worden opgewekt, doelbewust uit te stralen in *de* ruimte, tot voor kort steeds de atmosfeer thans ook wel de wereldruimte, maar ook wel in de nauw begrensde ruimte, zoals het inwendige van een golfpijp, maar eveneens *langs* een geleider of langs geleidende vlakken in de vorm van z.g. oppervlaktegolven. Bij de radio-omroep en bij de uitzending van televisiesignalen zit vrijwel altijd de bedoeling voor om een groot aantal ontvanginrichtingen te bereiken, die zich dicht bij het aardoppervlak bevinden. Bij andere doelstellingen gaat het er vaak om de uitgestraalde energie zoveel mogelijk op één ontvanginrichting of één voorwerp te richten. Daarbij streeft men er dan naar de straling zoveel mogelijk te bundelen. Tegenover de zend-antennes staan dan de ontvang-antennes, die door de elektromagnetische velden worden beïnvloed, uit de elektromagnetische golven energie opnemen en aan ontvanginrichtingen toevoeren.

De vele doelstellingen die er zijn, de gebruikte frequenties, de eigenschappen van de atmosfeer, en de invloed van de aarde, factoren die de wijze van voortplanten van de golven in sterke mate bepalen, hebben geleid tot een zeer grote verscheidenheid van antennes. Vele typen brengen hun eigen problemen met zich mede en het is welhaast ondoenlijk om hiervan in één uur ook maar een globaal overzicht te geven.

Indien we ons in eerste aanleg beperken tot de zend-antennes, dan is wel een klassificering te geven van de theoretische vraagstukken, die zich hierom groeperen. Kennen we eenmaal de zendeigenschappen van een antenne, dan stelt de theorie ons

*) Technische Hogeschool, Delft.

in staat om ook de eigenschappen van de betreffende antenne als ontvangantenne gebezigd, te overzien. Het is gebruikelijk om de probleemstelling in zover te vereenvoudigen, dat men de antenne in de vrije ruimte geplaatst denkt en dus de complicaties, die de atmosfeer en de aarde veroorzaken, voorlopig buiten beschouwing laat. De elektro-magnetische golven breiden zich dan dus uit in een homogeeen en isotroop medium.

De grondslagen voor de theoretische beschouwing van een bepaalde antenne, waarbij men er uiteraard naar streeft middelen in de hand te krijgen om de voornaamste eigenschappen van een zodanige antenne rekenenderwijs vooruit te bepalen, vormen vanzelfsprekend de fundamentele wetten van de elektriciteitsleer. Deze wetten hebben betrekking op *elektromagnetische velden*. Men kan stellen, dat alle elektromagnetische verschijnselen door vectorvelden worden weergegeven. Zonder in te gaan op definities van de verschillende grootheden kunnen we zeggen, dat men in het algemeen in elk punt van de ruimte vier vectoren moet kunnen aangeven waarvan er twee ($\bar{E}$ en $\bar{D}$) het elektrische veld bepalen en twee andere ($\bar{H}$ en $\bar{B}$) het magnetische veld. Deze velden hangen met elkaar samen en met in de ruimte optredende stromen en ladingsverdelingen.

Deze samenhang komt tot uiting in de fundamentele vergelijkingen van de elektriciteitsleer. In differentiaalvorm worden ze de vergelijkingen van Maxwell genoemd. In vectornotatie worden ze als volgt weergegeven:

$$\text{(A)}\qquad \begin{aligned} &\nabla\times\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial\bar{D}}{\partial t} \qquad && \nabla\,.\,\bar{D} = \varrho \qquad && \bar{D} = \varepsilon_0\,\bar{E} + \bar{P} \\ &\nabla\times\bar{E} = -\frac{\partial\bar{B}}{\partial t} \qquad && \nabla\,.\,\bar{B} = 0 \qquad && \bar{B} = \mu_0\,(\bar{H} + \bar{M})\,. \end{aligned}$$

$\bar{P}$ geeft de elektrische polarisatie, $\bar{M}$ de magnetisatie, $\bar{J}$ de stroomdichtheid en ϱ de ladingsdichtheid weer. In een homogeen en isotroop en niet geleidend medium geldt wel $\bar{D} = \varepsilon\,\bar{E}, \bar{B} = \mu\,\bar{H}$ met ε en μ constanten.

In dat geval worden de vergelijkingen:

$$\text{(B)}\qquad \begin{aligned} &\nabla\times\bar{H} = \bar{J} + \varepsilon\frac{\partial\bar{E}}{\partial t} \quad \text{of } \nabla\times\bar{H} - \varepsilon\frac{\partial\bar{E}}{\partial t} = J \qquad \nabla\,.\bar{E} = \frac{\varrho}{\varepsilon} \\ &\qquad\qquad\qquad\qquad \nabla\times\bar{E} + \mu\frac{\partial\bar{H}}{\partial t} = 0 \qquad \nabla\,.\bar{H} = 0\;. \end{aligned}$$

In deze vergelijkingen ziet men nu het stroomveld $\bar{J}$ en de ladingsdichtheidsverdeling ϱ als de grootheden die het veld opwekken. De grootheden $\bar{J}$ en ϱ kunnen niet onafhankelijk van elkaar worden gekozen daar ze moeten voldoen aan de „continuïteitsvergelijking": $\nabla \cdot \bar{J} + \frac{\partial \varrho}{\partial t} = 0$. Men kan deze vergelijking ook interpreteren als een „transport" vergelijking in deze zin, dat veranderingen in ϱ alleen kunnen optreden als er een transport van ladingen door middel van stromen optreedt.

Er zijn standaardmethoden om het stelsel (B) formeel op te lossen. Men is gewend dit te doen door het invoeren van „potentialen" (een vectorpotentiaal en een scalaire potentiaal). Een aantal problemen uit de antennetheorie kunnen met deze vergelijkingen worden behandeld. In de eerste plaats de straling van een elementaire elektrische dipool, van een magnetische dipool („kleine" kringstroom) en van lineaire stralers voor zover men de stroomverdeling daarvan à priori kent of meent te kennen. Daarbij veronderstelt men wel steeds dat de stromen, ladingen en het elektromagnetische veld harmonisch met de tijd variëren met een vaste hoekfrequentie ω. Eén van de moeilijkheden, die men ondervindt bij deze soort berekeningen is wel, dat het niet goed mogelijk blijkt deze aanschouwelijk af te leiden. Dit is een gevolg van de koppeling van de elektrische en magnetische velden met elkaar en met de ladingen en stromen die de straling opwekken en wel op zodanige wijze, dat er geen aanschouwelijk (mechanisch) model is aan te geven met behulp waarvan men de vergelijkingen kan interpreteren en *afleiden*. Dit hangt weer samen met het feit, dat men er niet in kon slagen ether-modellen en ethertheorieën op te stellen.

2. Dipoolstralers

Bezien we nu de straling van een elementaire elektrische dipool, dan komen we met behulp van een relatief eenvoudige analyse tot een voorstelling van het opgewekte elektromagnetische veld. Denken we ons de dipool gerealiseerd door twee dicht bij elkaar gelegen elektrische ladingen van gelijke grootte en met tegengesteld teken, dan treedt in het statische geval een gemakkelijk te berekenen elektrisch veld op.

Alles draait er nu om, dat men deze ladingen bij een vaste gegeven afstand er tussen niet met de tijd kan laten veranderen zonder dat er een transport van ladingen optreedt, dat wil zeggen,

er komt een stroom of convectie van ladingen in het spel, die een magnetisch veld opwekt. Een stroomelement, ter sterkte I (ampère), met lengte l (m) geeft in een punt P op afstand R, onder een hoek Θ met het stroomelement de magnetische veldsterkte $\frac{1}{4\pi} I l \cdot \frac{\sin \Theta}{R^2} (A/m)$. Dit geldt slechts voor het geval I niet met de tijd verandert. In het dynamische geval komt er een term bij, die van de orde $1/R$ is.

Men kan dit eenvoudig verklaren indien men er van uit gaat, dat alle werkingen zich met de lichtsnelheid in het medium uitbreiden. Het is dan ook niet moeilijk het complete veld te berekenen. Hierbij moet men wel bedenken, dat de steeds aanwezige componenten van het elektrische veld in radiale richting hierbij noodzakelijkerwijs in de beschouwingen moeten worden betrokken.

De berekening kan worden gebaseerd op een uitbreiding van de wet van Biot en Savart voor met de tijd variërende velden.

De wet van Biot en Savart kan worden geschreven als volgt:

$$d \overline{H} = \frac{1}{4\pi} \nabla \times \frac{[\overline{J}]}{R} \qquad \overline{H} = \frac{1}{4\pi} \, curl \int_v \frac{[\overline{J}]}{R} dv$$

$[\overline{J}]$ betekent, dat de geretardeerde waarden van $\overline{J}$ moeten worden gebruikt. Voor punten waar $\overline{J} = 0$ geldt dan

$$\frac{\partial \overline{E}}{\partial t} = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \, curl \; curl \int_v \frac{[\overline{J}]}{R} dv.$$

Bij harmonische verandering van de veldgrootheden met de tijd en complexe schrijfwijze

$$\overline{H} = \frac{1}{4\pi} \, curl \int_v \frac{\overline{J} e^{-jkR}}{R} dv$$

$$\overline{E} = - \frac{j}{4\pi\varepsilon\omega} \, curl \; curl \int_v \frac{\overline{J} e^{-jkR}}{R} dv \,.\, + j \frac{\overline{J}}{\omega\varepsilon}.$$

Met behulp van deze vergelijkingen vinden we zonder moeite het veld van een elektrische dipool. Het veld van een kleine kringstroom of magnetische dipool kan eveneens worden berekend. Onder magnetisch moment van een kleine kringstroom verstaan we het produkt $o \,.\, i$, waarbij o het oppervlak van de stroomkring voorstelt en i de stroom in de kring.

3. De lineaire antenne

Lineaire antenes zijn door vele onderzoekers bestudeerd. Wat men nodig heeft is een theorie voor slanke geleiders van eindige lengte.

Hieraan heeft vooral Hallén gewerkt en later ook King, Storer, Tai, Duncan and Hinchey, Tai Tsun Wu en nog vele anderen.

Beschouwen we een, in het midden gevoede lineaire straler. Men neemt dan vaak aan, dat de stroomverdeling kan worden opgevat als een staande golf met stroomwaarde nul aan de einden en dat de voortplantingssnelheid van de stroomgolven langs de geleiders gelijk is aan de lichtsnelheid. Dit geeft aanleiding tot de zg. „elementaire antenne-theorie". De aanname omtrent de stroomverdeling is niet goed gefundeerd en wordt door strenge beschouwingen niet bevestigd.

De meer consequente beschouwingen van Hallén voeren tot een integraalvergelijking. Stellen we

$$\overline{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{\overline{J}\, e^{-jkR}}{R}\, dv$$

dan is te bewijzen, dat ook moet gelden

$$\overline{E} = \frac{1}{j\varepsilon\omega\mu} \left\{ \nabla (\nabla \,.\, \overline{A}) + k^2 \overline{A} \right\}.$$

Staat $\overline{J}$ in de dunne draad in hoofdzaak in de z-richting (lengterichting van de draad), dan $\overline{A}$ ook.

E_z binnen de volmaakt geleidende draad moet nul zijn. Dus binnen de draad geldt

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + k^2 A_z = 0.$$

Voor A_z geldt dus

$$A_z = A \cos kz + B \sin kz.$$

De grootheid A_z geeft dus aanleiding tot golven met lichtsnelheid. Dit geldt niet voor de stroom. Een en ander geeft aanleiding tot een integraalvergelijking van de gedaante

$$A \sin k|z| + B \cos kz = \int_{-l}^{+l} I(\xi) \,.\, \frac{exp\left[-jk\sqrt{(z-\xi)^2 + a^2}\,\right]}{\sqrt{(z-\xi)^2 + a^2}}$$

waarin a de straal van de geleider voorstelt. In de behandeling van deze integraalvergelijking is zeer veel werk gestoken. Men heeft door iteratie benaderende oplossingen gevonden. Ook heeft men andere methoden beproefd. De overeenkomst met experimenten is voor $l \leqq 0.8\,\lambda$ naar het schijnt niet onredelijk. Voor grotere lengten klopt er niet zo heel veel van.

4. Vlakke stralers

Stappen we over naar antennes met metalen oppervlakken, dan denken we in de eerste plaats aan metalen spiegels, die een deel van een omwentelingsparaboloïde vormen, kortweg gezegd: parabolische spiegels. De bedoeling is uiteraard om de energiestraling te bundelen. Denkt men in het brandpunt een stralingsbron aanwezig, b.v. een dipool of een hoorn, dan kan men trachten het totale elektromagnetische veld te bepalen. Men behoeft niet te hopen van dit probleem een exacte oplossing te vinden. In feite hebben we te maken met een diffractievraagstuk. Men kan trachten het probleem te benaderen door toepassing van een „representatie theorema".

Een zodanig theorema geeft een exacte formulering van het „beginsel van Huygens" voor elektromagnetische velden. Men kan dit beginsel als volgt formuleren: Kent men op een, min of meer glad, gesloten oppervlak, dat alle stralingsbronnen omvat, de tangentiële componenten van het elektrische en van het magnetische veld, dan kan men het veld buiten dit oppervlak, uit deze gegevens alleen, berekenen.

Men vindt voor b.v. het magneetveld in een van de formuleringen van het beginsel

$$\overline{H}(P) = \frac{1}{4\pi}\, curl \int_S (\overline{n} \times \overline{H}_0)\, \frac{e^{-jkR}}{R}\, dS +$$

$$+ \frac{j}{4\pi\omega\mu}\, curl\; curl \int_S (\overline{n} \times \overline{E}_0)\, \frac{e^{-jkR}}{R}\, dS\,.$$

Voor punten P binnen S geeft deze uitdrukking de waarde nul, in overeenstemming met het beginsel van Huygens. Men kan hier de grootheden $\overline{n} \times \overline{E}_0$ en $\overline{n} \times \overline{H}_0$ opvatten als de „bronnen" van het veld.

Daarbij kan $\overline{n} \times \overline{H}_0$ worden geïnterpreteerd als een „oppervlakte lineaire stroomdichtheid", In analogie daarmede kan men

$-\bar{n}\times\bar{E}_0$ opvatten als een *magnetische* oppervlakte stroomdichtheid.

Men dient de draagwijdte van dit beginsel niet te overschatten. De grootheden $\bar{n}\times\bar{H}_0$ en $\bar{n}\times\bar{E}_0$ zijn niet onafhankelijk van elkaar.

Aan de Technische Hogeschool te Delft zijn een aantal studies omtrent de parabolische spiegel gemaakt. Daarbij werd verondersteld, dat de spiegel volmaakt geleidend is en dat de reflectie van het invallende veld op de spiegel plaatselijk dezelfde relaties geeft als bij een vlakke spiegel.

De optredende integralen zijn voor het geval dat de bron door een elektrische dipool wordt gevormd exact berekend. Men vindt ingewikkelde uitdrukkingen, die het totale veld beschrijven. Deze studie is later voortgezet om te trachten redelijke benaderingen van deze ingewikkelde uitdrukkingen te vinden. In beginsel is dit wel gelukt, doch een numerieke uitwerking en experimentele contrôle is nog niet voltooid.

Opgemerkt dient te worden, dat Zuhrt analoge resultaten heeft gepubliceerd. Onze uitkomsten werden onafhankelijk van Zuhrt verkregen.

Voor het geval, dat het vlak van de rand van de parabool door het brandpunt gaat, kunnen we hier sommige uitkomsten van onze berekeningen geven. Voor de verhouding van de veldsterkte op de as tot die van de directe dipoolstraling vinden we $\frac{\pi D}{2\lambda}$, waarbij D de diameter van de parabool voorstelt. Voor de halfwaardebreedte van de hoofdbundel in een axiaal vlak loodrecht op de dipool vinden we

$$sin\ \Theta_h = \frac{0.7\,\lambda}{D}.$$

De representatie theorema's kunnen worden toegepast voor de benaderende berekening van straling van hoorns e.d.

Een belangrijk onderwerp vormt ook de spleet-antenne, waarbij een groot aantal spleten in de wand van een golfpijp zijn aangebracht. De theorie hiervan is verre van eenvoudig. Men vordert langzaam, daar men moet zoeken naar vereenvoudigende aannamen en benaderende methoden. In vele gevallen heeft men met behulp van zg. „stationaire uitdrukkingen'' bijzonder fraaie resultaten verkregen.

Manuscript ontvangen 9 augustus 1962.

Antennes voor navigatie en locatie

door R. A. Kasper *)

1. Antenne-eigenschappen en hun invloed op de radar

1.1. *De antenneversterking*

De antenneversterking is de versterking, die de antenne in één bepaalde richting geeft ten opzichte van een isotrope straler. De antenneversterking is van invloed op het afstandsbereik van de radar (zie verg. 6).

De maximale antenneversterking is $\frac{4\,\pi\,A}{\lambda^2}$ (1)

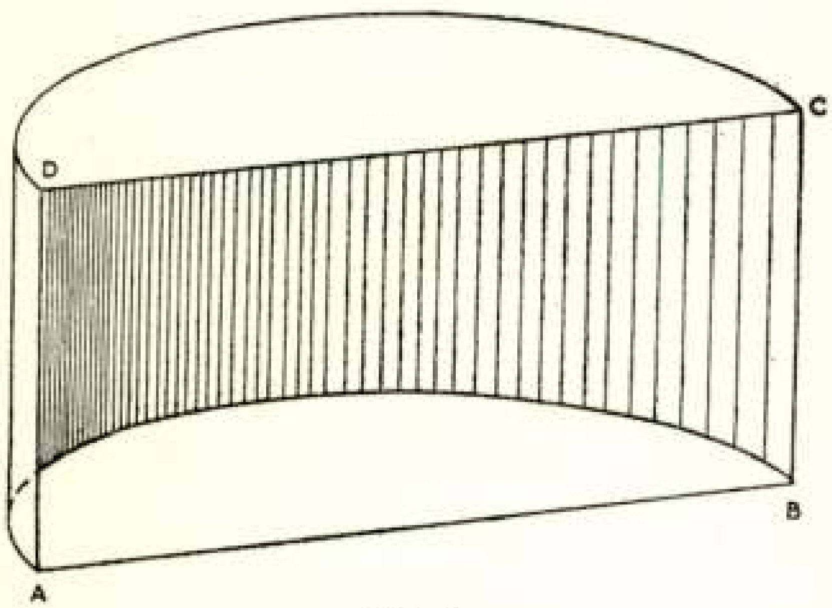


Fig. 1
Reflector antenne

In deze formule is A het effectieve antenne-oppervlak ($ABCD$). Bij een uniforme veldverdeling over het antenne-oppervlak is het effectieve oppervlak gelijk aan het werkelijke oppervlak. In de praktijk wordt deze uniforme verdeling niet toegepast (zie par. 1.2) en is het effectieve oppervlak ongeveer 30 % - 90 % van het werkelijke oppervlak.

Verder ziet men, dat de antenneversterking omgekeerd evenredig is met λ^2. Bij kleinere golflengtes wordt de antenneversterking voor een gegeven antenne-oppervlak groter; de absorptie van de radarstraling in de lucht neemt echter toe bij een kleinere golflengte. De keuze van de golflengte moet in elk geval apart bekeken worden en hangt af van de eisen, die men aan het radarapparaat stelt.

Er is ook een methode om de antenneversterking te bepalen uit het horizontale en het vertikale antennediagram.

De maximale antenneversterking is $\frac{\pi}{A_H \,.\, A_V}$ (2)

---

*) Laboratorium voor Elektronische Ontwikkelingen voor de Krijgsmacht, Oegstgeest.

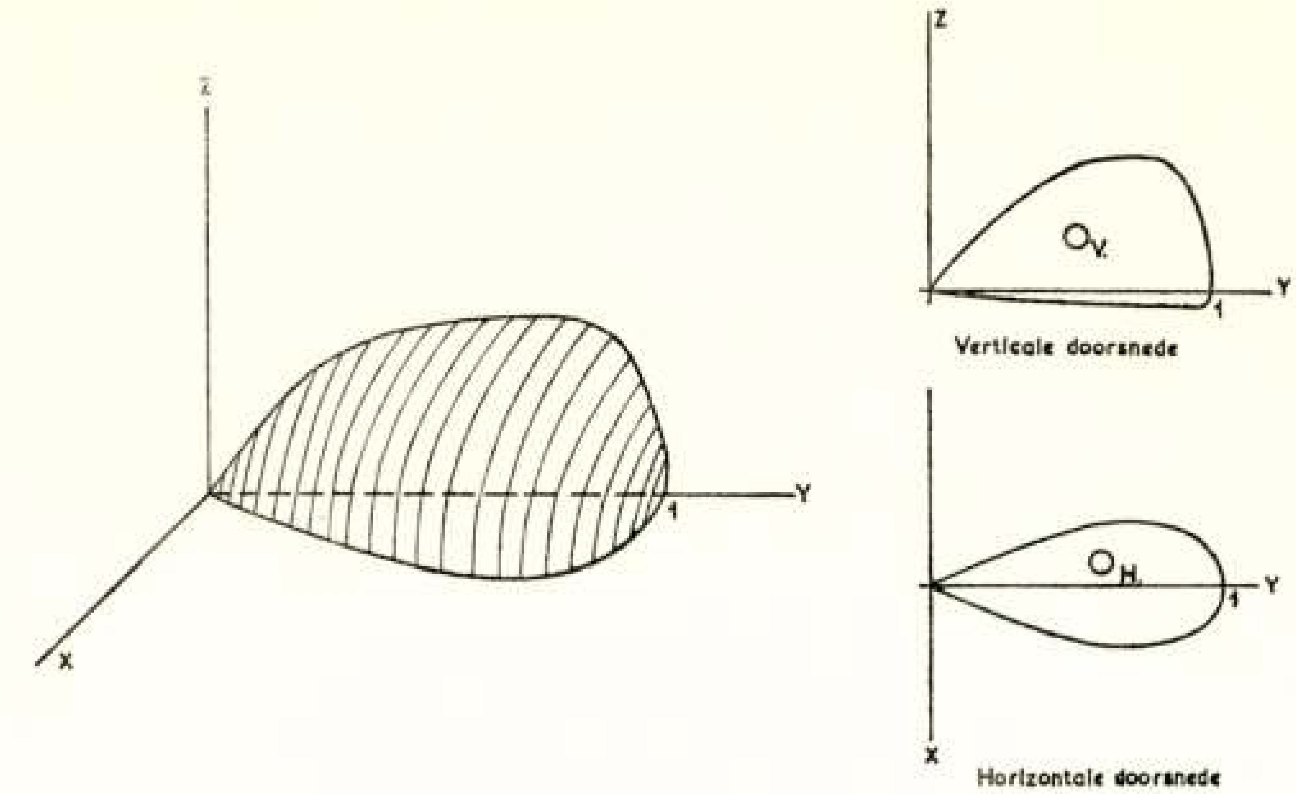


Fig. 2
Antennebundel in de ruimte

Indien de Y-as de richting van de maximale antenneversterking is, dan is A_V het genormeerde oppervlak ($Y_{max} = 1$) van de vertikale doorsnede van de antennebundel in het YZ-vlak en A_H is het genormeerde oppervlak ($Y_{max} = 1$) van de horizontale doorsnede van de antennebundel in het vlak XY. Voor de afleiding van formule (2) is aangenomen, dat de doorsneden van de antennebundel, met vlakken door de Z-as, gelijkvormig zijn met A_V en evenzo de doorsneden van de antennebundel met vlakken door de X-as gelijkvormig met A_H.

Als gebruiker van de radar stelt men bepaalde eisen aan de horizontale en vertikale doorsnede van de antennebundel.

Uit deze gegevens volgt dan volgens (2) een maximale antenneversterking. Deze versterking is meestal 1 tot 1,5 dB groter dan de gemeten waarde. Dit komt omdat er verliezen zijn door de straling in de zijlussen van de antenne, en omdat het werkelijke ruimtelijke antennediagram niet helemaal aan bovengenoemde gelijkvormigheidseisen met A_H en A_V voldoet.

1.2. *De antennebundelbreedte en het zijlusniveau*

1.2.1. De veldverdeling over het antenne-oppervlak

De antennebundelbreedte (gemeten tussen de 3 dB punten) en het antennezijlusniveau worden bepaald door de veldverdeling in de antenne-opening. (Oppervlak $ABCD$ in figuur 1.)

Een laag zijlusniveau is vereist om verbreding van de impulsen van dichtbij-echo's te voorkomen.

Dit is belangrijk voor het hoekonderscheidingsvermogen en de

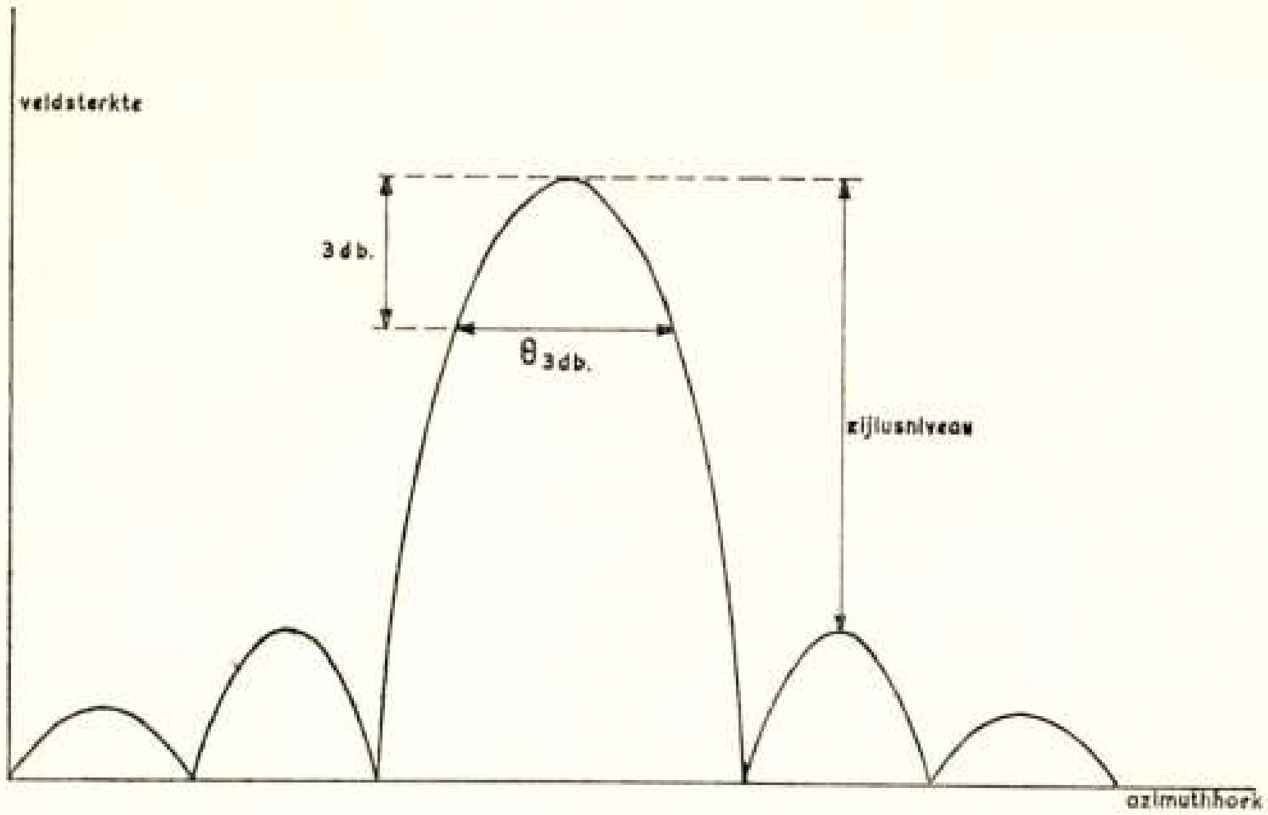


Fig. 3
Hoofdlus en zijlussen van de antennebundel

hoeknauwkeurigheid. Bij een hoog zijlusniveau kunnen grote doelen, die een sterke echo geven, een ring schrijven op het beeldscherm. Ook is men bij een hoog zijlusniveau gevoeliger voor storingen van zenders die op dezelfde frequenties werken.

Een eis voor de eerste zijlussen is, dat deze 20 à 30 *dB* beneden het niveau van de hoofdlus liggen. De veldverdeling in de antenne-opening moet dan, zoals volgt uit fig. 1 op blz. 31, *cos*- of *cos*²-vormig zijn. Indien men de antennebundelbreedte kent, dan volgt ook uit deze veldverdelingen de diameter van de antenne-opening n.l.

$$D = \frac{70\,\lambda}{\Theta_{3dB}} \text{ tot } \frac{82\,\lambda}{\Theta_{3dB}} \tag{3}$$

Θ_{3dB} = de bundelbreedte in graden.
D = de diameter van de antenne-opening.
λ = de golflengte.

1.2.2. Het hoekonderscheidingsvermogen

De antennebundelbreedte is van belang voor het hoekonderscheidingsvermogen. Twee doelen, die zich binnen een antennebundelbreedte op dezelfde afstand van de antenne bevinden, kan men niet meer als 2 afzonderlijke doelen waarnemen. Het hoekonderscheidingsvermogen is ongeveer gelijk aan de antennebundelbreedte gemeten op de 3 *dB* punten.
Voor een goede hoekonderscheiding moet ook het antennezijlusniveau klein zijn.

1.2.3. De hoeknauwkeurigheid

De antennebundelbreedte is ook van invloed op de hoeknauwkeurigheid. Als de antenne n omwentelingen per minuut maakt, dan is het aantal pulsen op een doel binnen de 3 dB antennebundelbreedte: $N_p = \frac{60}{n} \quad \frac{f.\Theta}{360} = \frac{f.\Theta}{6.n.}$ (4)

f = pulsherhalingsfrequentie in Hz.
n = antenne-omwentelingen per minuut.
Θ = 3 dB bundelbreedte in graden.

De hoeknauwkeurigheid is een functie van de antennebundelbreedte (Θ_{3dB}), het aantal pulsen per doel N_P en van de signaalruisverhouding (S/N).

De minimale spreiding in hoeknauwkeurigheid

$$\sigma_{min} = \frac{0{,}9\ \Theta_{3dB}}{\sqrt{N_p . S/N}} \tag{5}$$

1.3. *De omwentelingssnelheid van de antenne*

De antenne-omwentelingssnelheid bepaalt de intervaltijd tussen opeenvolgende informatie van een doel (data rate).

Het verband tussen omwentelingssnelheid en hoeknauwkeurigheid, was reeds in par. 1.2.3. aangegeven.

1.4. *De „radarvergelijking" en de antennegrootheden*

De radarvergelijking wordt gebruikt om het maximale afstandsbereik te berekenen.

$$R^4 = \frac{P_Z G^2 . \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 FKTB\ L\ (S/N)} \tag{6}$$

R = maximaal afstandsbereik.
P_Z = piekvermogen van de zender.
G = antenneversterking.
σ = reflecterend oppervlak van het doel.
F = ruisgetal van de ontvanger.
B = bandbreedte van het ontvangkanaal.
K = constante van Bolzmann.
T = absolute omgevingstemperatuur.
L = verliezen van duplexer-golfpijp etc.
S/N = signaal ruisverhouding, die nodig is om een doel te detecteren met een bepaalde waarschijnlijkheid (bijv. $P_d = 50\,\%$) bij een bepaalde waarschijnlijkheid van een vals alarm (bijv. False Alarm Rate $FAR = 10^{-6}$).

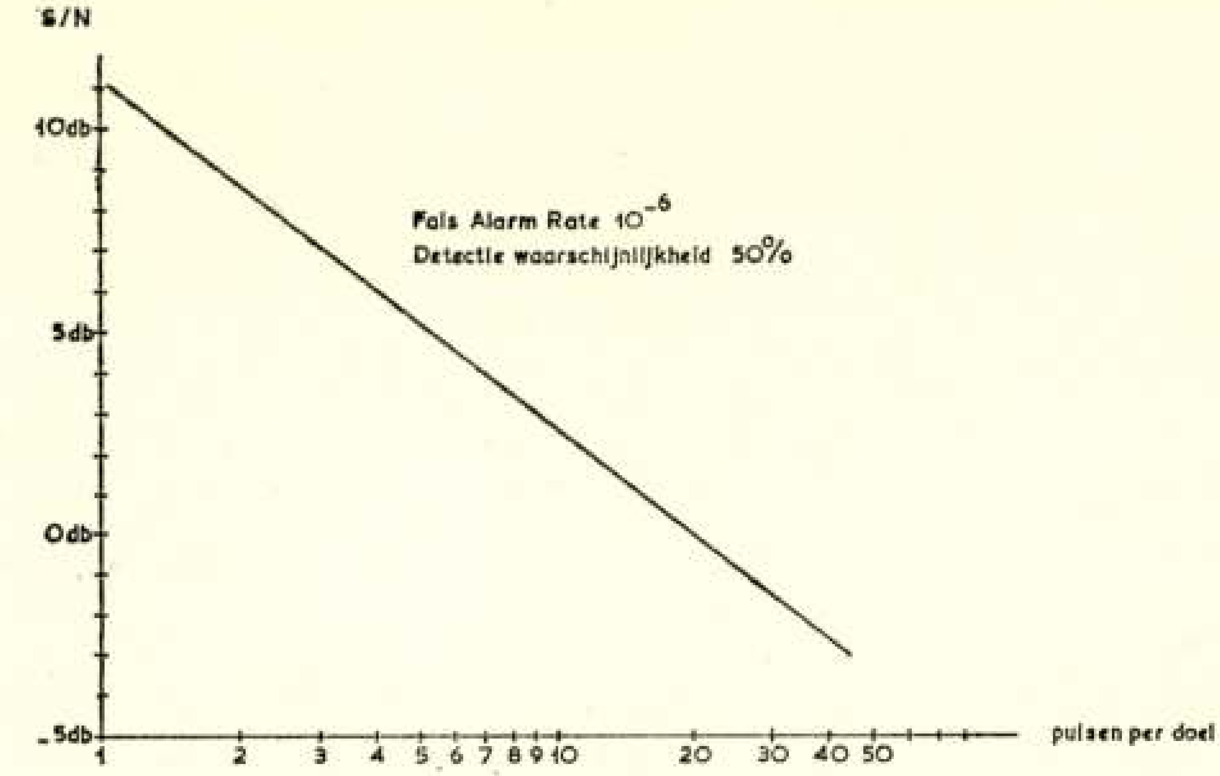


Fig. 4
Signaal-ruisverhouding als functie van het aantal pulsen per doel

In figuur 4 is de signaal ruisverhouding uitgezet, die nodig is voor $P_d = 50\,^0/_0$ en een $FAR = 10^{-6}$ als funtie van het aantal pulsen per doel.

Uit de vergelijking (6) kan men de invloed van diverse antennegrootheden (o.a. antenneversterking, pulsen per doel etc.) nagaan op het afstandsbereik van de radar.

2. Rondzoekantennes

Rondzoekantennes zijn antennes, die continu de ruimte aftasten. In het geval, dat van de positie van een doel slechts 2 coördinaten bepaald hoeven te worden: bijvoorbeeld afstand en azimuth, is het een 2 *D*-antenne (2 dimensies).

De afstand wordt verkregen uit de tijdmeting tussen zendinpuls en de echo van het reflecterende doel. De azimuthhoek wordt bepaald uit de stand van de antenne in de ruimte.

2.1. *2D-antennes voor scheepsnavigatie en waarschuwing*

Bij scheepsnavigatie liggen de doelen, die men wil waarnemen, ter hoogte van het zee-oppervlak. Aan het verticale bundeldiagram hoeven geen bijzondere eisen gesteld te worden. Bij een ongestabiliseerd antenne-platform kan men eisen, dat de verticale bundelbreedte zo groot is, dat tijdens het slingeren en stampen van het schip de zeedoelen in de antennebundel blijven.

Het hoekonderscheidingsvermogen en de hoeknauwkeurigheid

hangen van de horizontale bundelbreedte (Θ_H°) en de omwentelingssnelheid (n omwentelingen per minuut) af. (Zie par. 1.2.2. en 1.2.3.).

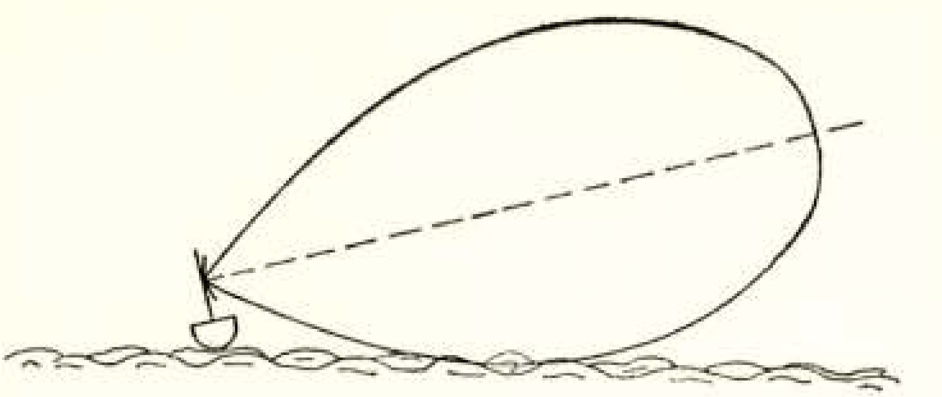


Fig 5
Grote elevatiebundel bij niet gestabiliseerd antenne platform

Deze antennes worden uitgevoerd als Kaasantennes en reflectorantennes (fig. 6).

Als golflengte wordt 3 cm gekozen. Het afstandsbereik is niet zo groot, dat de absorptie in de lucht van de 3 cm straling hinderlijk is. De antenne-afmetingen zijn bij deze golflengte klein.

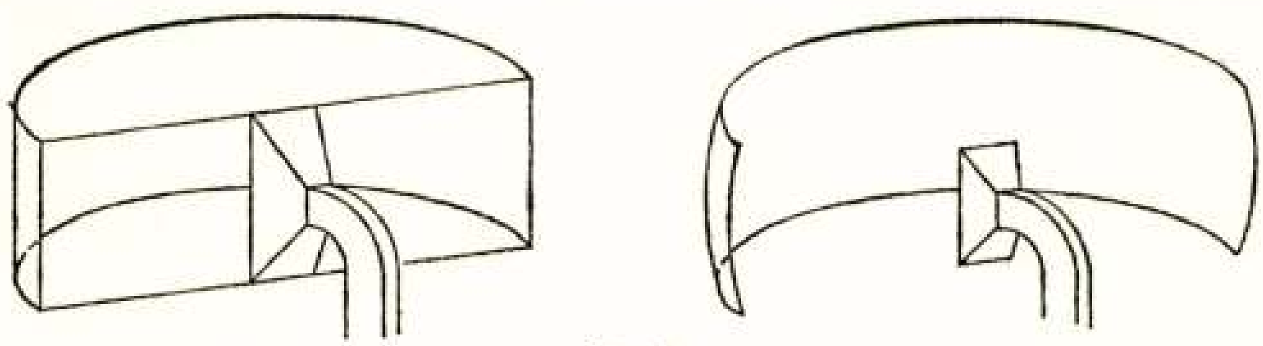


Fig. 6
Kaasantenne Reflectorantenne

Voorbeeld

Gegevens:

Golflengte	:	λ	$= 3$ cm.
Horizontale bundelbreedte	:	Θ_H	$= 2^\circ$.
Verticale bundelbreedte	:	Θ_V	$= 15^\circ$.
Antenne-zijlusniveau	:		$= -20\ dB$.
Antenne-omwentelingssnelheid	:	n	$= 20$ per minuut.
Maximaal afstandsbereik	:	R_{max}	$= 30$ n.m.

Indien de maximale afstand gelijk is aan 75% van de tijd tussen 2 zendpulsen, dan kan de pulsherhalingsfrequentie 2000 Hz zijn. Uit de verschillende formules kan men nu de diverse antenne- en radargrootheden bepalen.

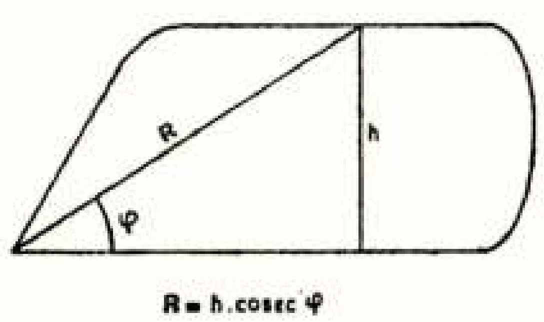
Antenne-afmetingen	:	110 cm $\times$ 15 cm	(zie verg. 3).
Antenneversterking	:	30 dB	(zie verg. 2).
Hoekonderscheidingsvermogen	:	2°	(zie par. 1.2.2.).
Aantal pulsen per doel	:	33	(zie verg. (4).
Signaal-Ruisverhouding voor $P_d = 50\%$	:	$-2\ dB$	(zie fig. 4).
Hoeknauwkeurigheid	:	$0{,}4^\circ$	(zie verg. (5).
Data rate	:	3 sec.	(zie par. 1.3).

2.2. *2 D-antennes voor vliegtuigwaarschuwing en navigatie*

Indien men met een radarinstallatie op de grond (vliegveld) vliegtuigen wil waarnemen, kan men voor de waarneming alleen met 2 coördinaten (afstand en azimuth) volstaan. Voor de hoogte bepaling maakt men gebruik van een hoogtemeetantenne. Voor de waarschuwingsantenne stelt men als eis, dat de vliegtuigen die zich binnen een bepaalde hoogte boven het aardoppervlak bevinden, tot een gegeven maximale afstand waarneembaar moeten zijn.

Het vertikale diagram moet dan aan een bepaalde vorm voldoen: de cosecans vorm. (fig. 7)

De antennes worden uitgevoerd als reflectorantennes. Als golflengte kan 10 cm en 25 cm gekozen worden. Een kleinere golflengte heeft teveel absorptie in de lucht en bij een grotere golflengte worden bij een vereiste bundelvorm de antenne-afmetingen te groot.



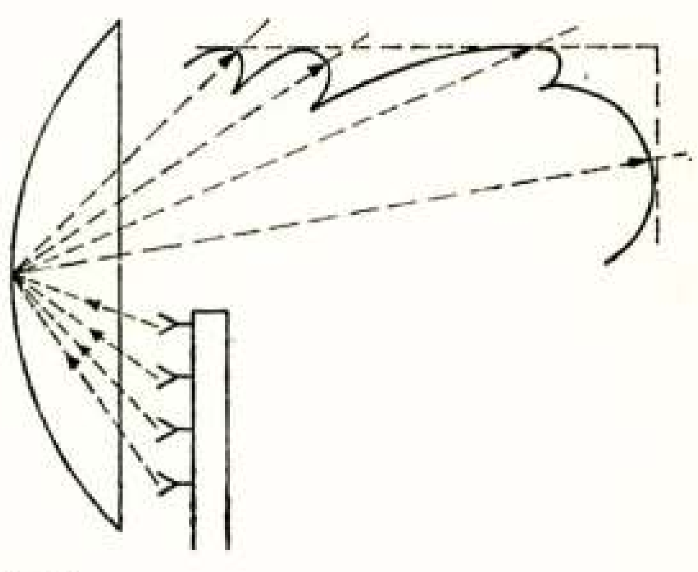


Fig. 7

Cosecdiagram

Antenne reflector en primaire voeder

Voorbeeld

Gegevens:

Golflengte	λ	$= 10$ cm.
Horizontale bundelbreedte	Θ_H	$= 1{,}5°$
Antenne-zijlusniveau		$= -30\ dB$.
Maximale hoogte	h_{max}	$= 40.000\ ft$.
Maximaal afstandsbereik	R_{max}	$= 100$ n.m.
Antenne-omwentelingssnelheid	n	$= 10$ per minuut.

Uit het maximaal afstandsbereik volgt een pulsherhalingsfrequentie van 600 Hz.

De verafopeningshoek is $\frac{h_{max}}{R_{max}} = \frac{40.000\,ft}{100\text{ n.m.}} \cdot \frac{0,305 \cdot 57,3}{1852} = 3,8°$.

Deze openingshoek is van belang voor de bepaling van de vertikale afmeting van de antenne-opening.

Uit de verschillende formules kan men weer de diverse antenne- en radargrootheden bepalen.

Antenne-afmetingen	:	550 cm × 220 cm	(zie verg. 3).
Antenneversterking	:	32 dB	(zie verg. 2).
Hoekonderscheidingsvermogen	:	1,5°	(zie par. 1.2.2).
Aantal pulsen der doel	:	15	(zie verg. 4).
Signaal-Ruisverhouding voor $P_d = 50\%$	:	+ 1 dB	(zie fig. 4).
Hoeknauwkeurigheid	:	0.3°	(zie verg. 5).
Data rate	:	6 sec.	(zie par. 1.3).

2.3. *Hoogte-meetantennes*

Indien men behalve afstand en azimuth ook de derde coördinaat: de elevatie van een doel wil weten, dan maakt men gebruik van een hoogte-meetantenne. De hoogte-meetantenne wordt in de goede azimuthrichting geplaatst met behulp van de waarschuwingsantenne en tast dan met een bundel die klein is in vertikale doorsnede, in een op en neergaande beweging de ruimte af, om zo de juiste elevatie-hoek te bepalen.

Aan het antennediagram worden de volgende eisen gesteld: Een kleine elevatiebundelbreedte (Θ_V) om een goed elevatieonderscheidingsvermogen en een grote elevatie-hoeknauwkeurigheid te verkrijgen. De horizontale bundelbreedte (Θ_H) moet zo groot zijn, dat het te meten doel niet uit de antennebundel loopt (ge-

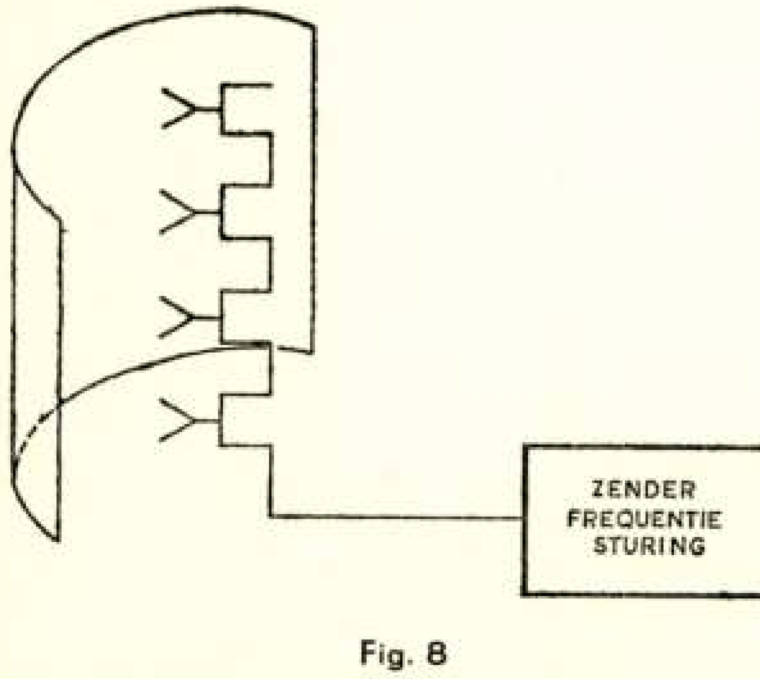


Fig. 8
Elevatiesturing door frequentieverandering

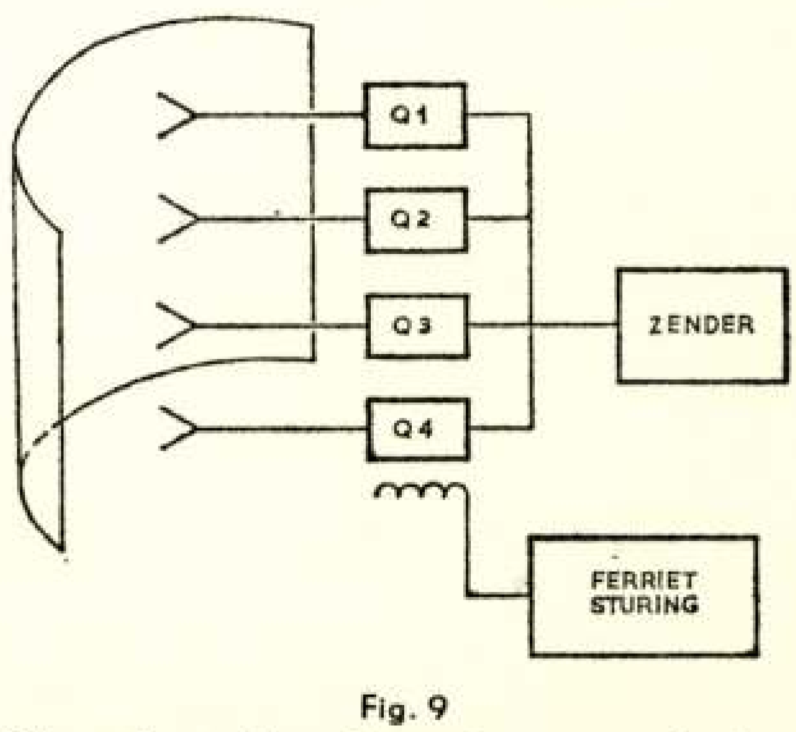


Fig. 9
Elevatiesturing door faseverandering

durende de hoogtemeting) en dat er ook toelaatbare fouten van de juiste azimuth-richting mee opgevangen kunnen worden.

De hoogte-meetantennes worden als reflectorantennes opgebouwd. Men kan met deze antennes de ruimte op een mechanische manier aftasten door de gehele reflector in elevatie op en neer te bewegen. Het is ook mogelijk de ruimte op een elektronische manier af te tasten. Dit gebeurt door de fase tussen de verschillende stralingselementen van de primaire voeder te veranderen.

In figuur 8 ziet men een opstelling, waarbij de elektrische lengte tussen de stralingselementen van de primaire voeder afhankelijk is van de frequentie. De antennebundel kan men dan eleveren door de zendfrequentie van puls tot puls te variëren. Het is ook mogelijk om de fase van de stralingselementen met behulp van ferrieten te veranderen, zoals men in de opstelling in figuur 9 ziet.

3. De „3 D"-antennes

Een 3 *D*-antenne, is een antenne die continu de ruimte aftast en gelijktijdig informatie geeft over azimuth, elevatie en afstand.

Voorbeeld:

Wat is de hoeknauwkeurigheid van een ronddraaiende pencilbeam-antenne?

Gegevens:

Maximale elevatiehoek	: 30°.
Maximaal afstandsbereik	: $R_{max} = 100$ n.m.
Horizontale bundelbreedte	: $\Theta_H = 2°$.
Verticale bundelbreedte	: $\Theta_V = 2°$.
Antenne-omwentelingssnelheid	: $n = 5$ per minuut.

Bij het maximale afstandsbereik hoort een pulsherhalingsfrequentie van 600 Hz.

Het aantal af te tasten ruimte-elementen is $\frac{360°}{\Theta_H} \times \frac{30°}{\Theta_V} = 2700$.

Het aantal zendpulsen gedurende een antenne-omwenteling is 12 sec. $\times$ 600 Hz = 7200. Het aantal pulsen per doel is dus $\frac{7200}{2700} = 2{,}6$.

Bij 2,6 pulsen per doel zijn $\sqrt{2,6} = 1,6$ puls per doel in elevatie en 1,6 puls per doel in azimuth beschikbaar.

De signaalruisverhouding die nodig is voor een detectie waarschijnlijkheid van 50% is 9 *dB* (zie fig. 4).

De hoeknauwkeurigheid in azimuth zowel als in elevatie is volgens verg. 5: 0,5°.

Deze ronddraaiende pencilbeamantenne heeft het voordeel, dat ze van alle doelen, in een elevatiegebied van 0° tot 30° en in een 360° azimuthgebied, direct de hoekinformatie in azimuth en elevatie gedurende iedere antenne-omwenteling geeft.

Men ziet echter, dat het aantal pulsen per doel klein is en daardoor ook de hoeknauwkeurigheid niet groot.

Men kan de hoeknauwkeurigheid opvoeren door

a. kleinere sectoren af te tasten.
b. de data rate te verlagen, dus geringere antenne-omwentelingssnelheid.
c. uitgebreidere apparatuur.

Indien men bijvoorbeeld 4 antennes heeft dan kan elke antenne 90° in azimuth aftasten en heeft men een $\sqrt{2}$ maal zo grote nauwkeurigheid in azimuth en elevatie.

Het is ook mogelijk de hoeknauwkeurigheid op te voeren door gelijktijdig verschillende bundels in elevatie uit te sturen.

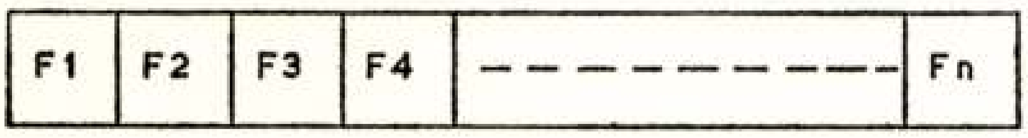


Fig. 10
Verschillende frequentiepulsen vormen één zendpuls

Dit kan men elektronisch doen door de zendpuls in verschillende frequentiepulsen te verdelen (zie figuur 10).

Er worden dan gedurende één zendpuls verschillende elevatiehoeken afgetast. In het middenfrequentgedeelte van de ontvanger kunnen de signalen uit de verschillende antennebundels gesplitst worden. Stel, dat men per zendpuls 10 elevatiebundels gelijktijdig uit uitzeedt, dan wordt de hoeknauwkeurigheid in elevatie en azimuth een factor $\sqrt{10}$ groter dan wanneer slechts één elevatiebundel per zendpuls uitgezonden was.

In figuur 11 is een opstelling getekend, waarin men met een antenne elektronisch een ruimtegebied van bijvoorbeeld 90° azimuth en 30° elevatie kan afstasten. De antenne staat dan stil en de azimuthsturing van de antennebundel wordt verkregen door de variatie in zendfrequentie en de elevatiesturing door de faseverandering van de stralingselementen met behulp van ferrieten. Met 4 van zulke antennes kan men de 360° azimuth

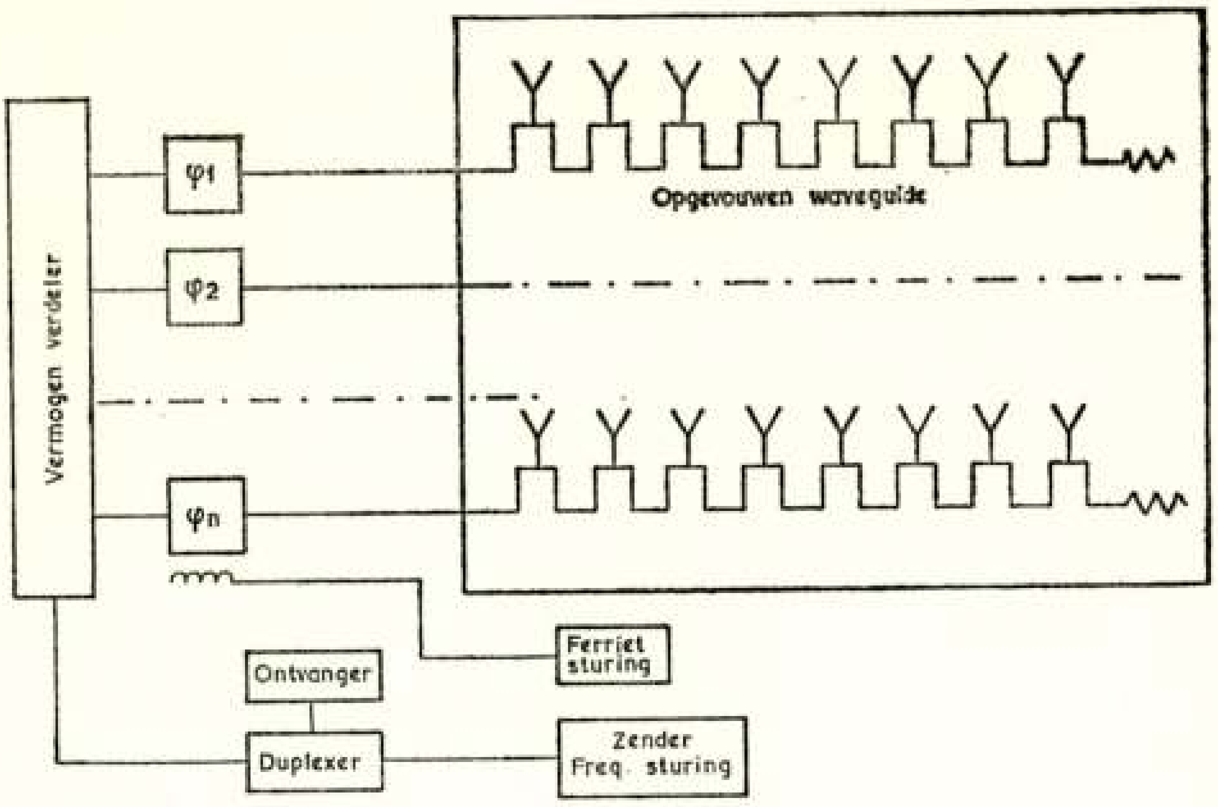


Fig. 11
Elektronische ruimte-aftasting (fase-frequentie)

aftasten. Bij dit antennecomplex zijn er geen mechanisch roterende gedeelten en men kan de antennes vast opstellen.

4. Volgantennes

Een antenne, die een gegeven doel onafgebroken volgt, geeft op ieder ogenblik een plaatsbepaling van het doel. Voor een nauwkeurige plaatsbepaling maakt men gebruik van antennebundelschakeling. Voor zeedoelen kan men met een bundelschakeling in het horizontale vlak volstaan.

Voor luchtdoelen, waarbij men de drie coördinaten wil bepalen zal men in minstens 2 vlakken moeten bundelschakelen, om de juiste azimuth- en elevatiehoek te bepalen.

Het schakelen kan op een mechanische wijze of op een elektronische wijze plaats vinden.

4.1. *Mechanische antenne-bundelschakeling*

Als men de „nozzle" van de antenne laat roteren, ontstaat er een conische antennebundel. Als de nozzlerotatie 50 Hz is en de pulsrepetitiefrequentie 2000 Hz, dan worden er gedurende een rotatie $\frac{2000}{50} = 40$ pulsen ontvangen.

De ontvangen 40 doelecho's hebben een amplitudemodulatie van 50 Hz. De elevatie- en azimuthhoek van het doel t.o.v. antenneas kunnen worden bepaald uit de amplitude en de fase van de echomodulatie. De hoekinformatie wordt hier dus gehaald uit

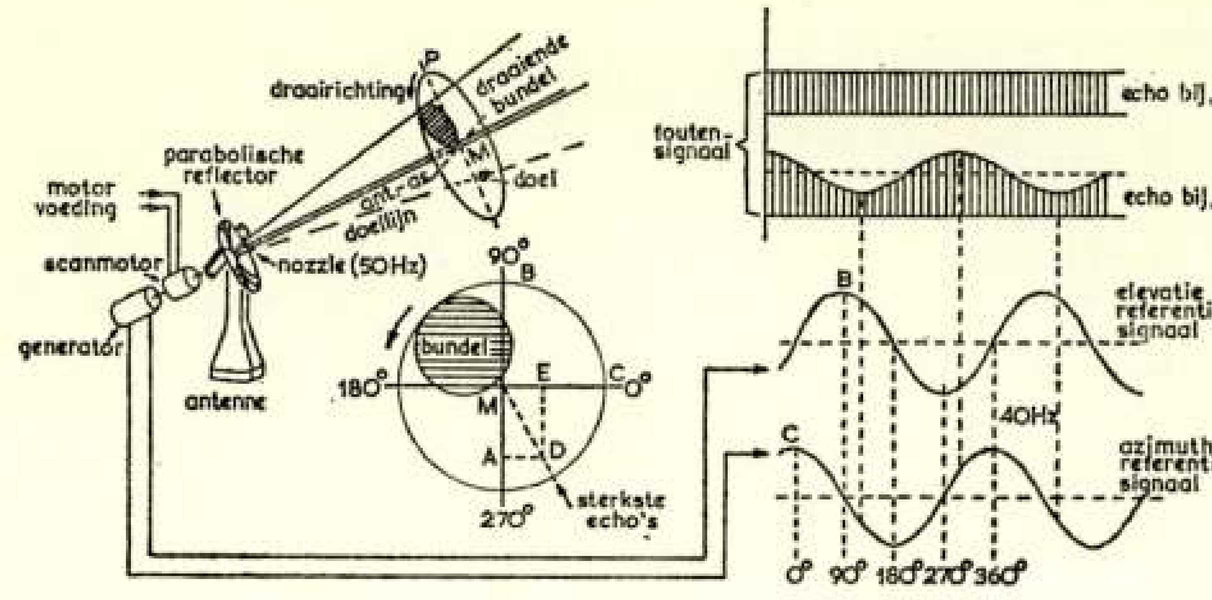


Fig. 12
Conische aftasting

de amplitudevergelijking van de opeenvolgende echo's in het videogedeelte van de radarontvanger.

In fig. 12 ziet men, dat als het doel op de antenne-as ligt (*M*), de echo's gedurende de nozzlerotatie een gelijke amplitude hebben. Ligt het doel niet op de antenne-as (*D*), dan hebben de echo's gedurende een nozzle-rotatie een amplitudemodulatie.

Uit de faseverschuiving van deze amplitude gemoduleerde signalen t.o.v. de elevatie- en azimuthreferentiesignalen kan men de elevatie en het azimuth bepalen.

4.2. *Elektronisch bundelschakelen - Monopuls systeem*

In een monopuls systeem kan men elke puls afzonderlijk gebruiken, om de juiste plaats van het doel te bepalen en de goede correctie te geven aan de antenne om het doel te volgen.

In het monopuls systeem maakt men gebruik van een amplitude- op fase-vergelijk van de signalen, die uit 2 antennebundels verkregen worden.

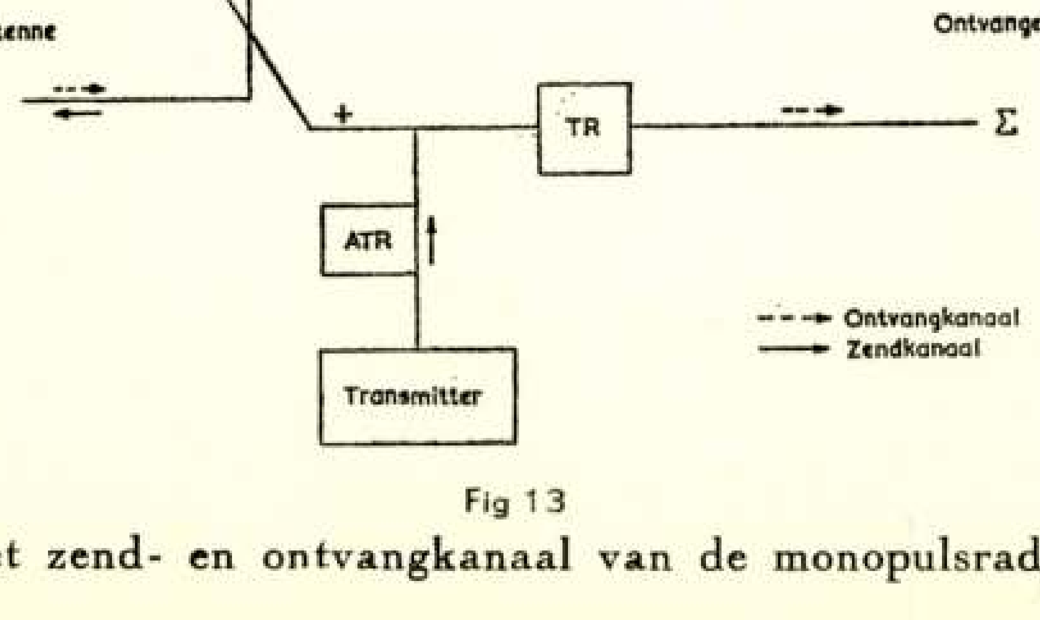


Fig 13
Het zend- en ontvangkanaal van de monopulsradar

De monopulsradar bestaat uit een zendkanaal en 2 ontvangkanalen: het som- en verschilkanaal. Zie figuur 13.

Het somkanaal is identiek aan het normale radarkanaal en wordt ook als zendkanaal gebruikt.

Het verschilkanaal ontvangt een minimum signaal, indien het doel zich op de antenne-as bevindt. Deze nul-indicatie geeft een een grotere hoeknauwkeurigheid.

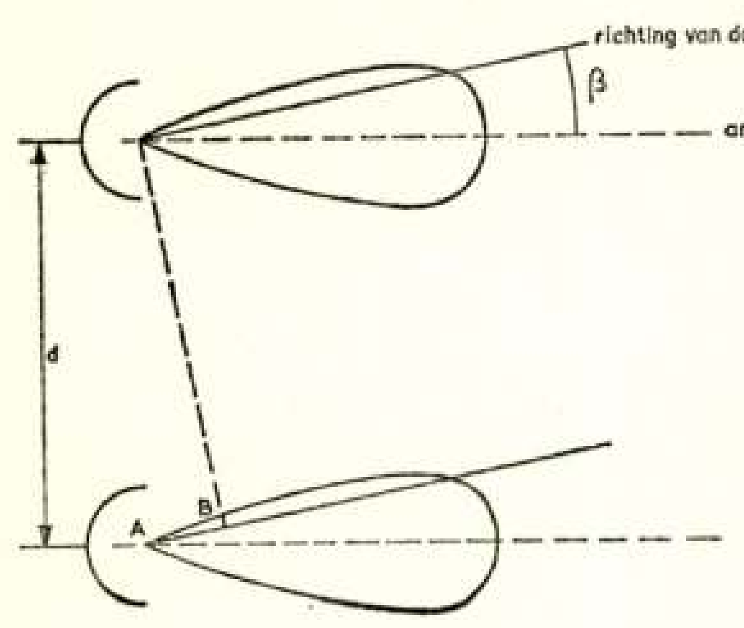


Fig. 14
Monopulsantennes voor fasevergelijk

Er zijn twee monopulssystemen: fasevergelijk en amplitudevergelijk. Zie figuur 14 en figuur 15.

In fig. 14 staan twee antennes op een afstand *d* van elkaar. Als het doel op de antenne-as ligt worden de beide signalen door de antennes in gelijke fase ontvangen. Wijkt de doelrichting een hoek β af van de antenne-as, dan ontstaat er tussen beide signalen een faseverschil van $\frac{2\pi d \sin \beta}{\lambda}$. De fase-afwijkingen moeten tussen $+180°$ en $-180°$ liggen om een eenduidedige nulpuntsbepaling te krijgen. Dit kan men bereiken door de antennebundel-breedte zo te kiezen, dat het maximale faseverschil tussen de beide signalen binnen bovengenoemde grenzen blijft.

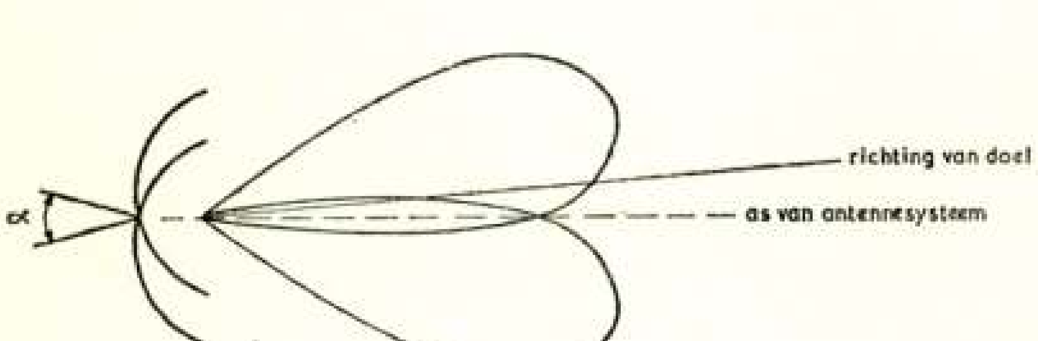


Fig. 15
Monopuls antennes voor amplitudevergelijk

In figuur 15 staan de antennes op dezelfde plaats, maar de assen van de antennebundels vormen een hoek α. De as van het gehele antennesysteem is de bissectrice van α. Een doel op deze antenne-as geeft in beide ontvangkanalen een even grote amplitude af. Ligt het doel niet op de antenne-as dan zijn de amplitudes in de 2 ontvangkanalen verschillend.

Voor een nauwkeurige hoekbepaling in twee vlakken, azimuth en elevatie kan men gebruik maken van:

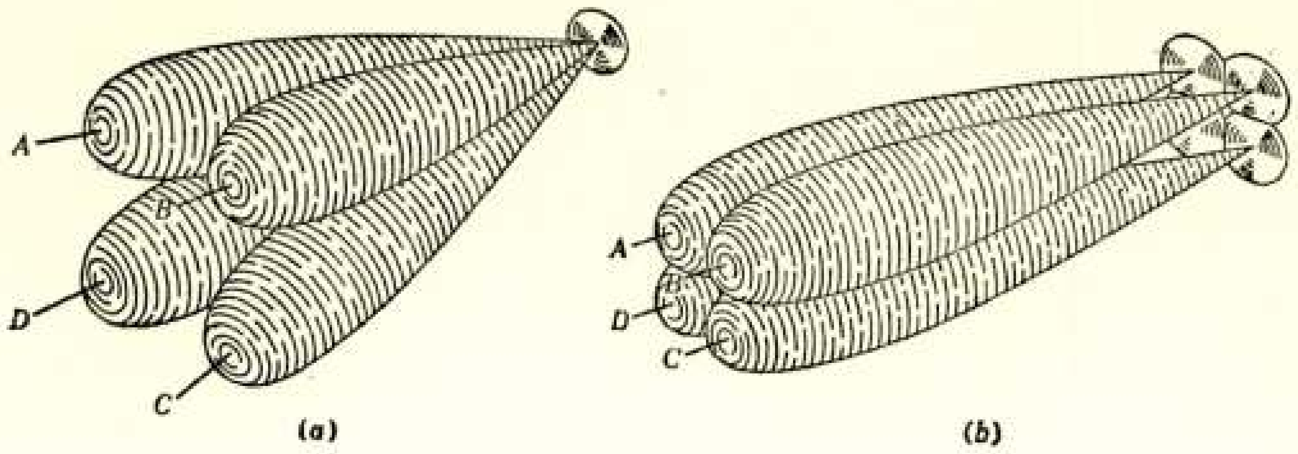


Fig. 16
Monopulsantenne met 4 antennebundels
a) azimuth en elevatie uit amplitude-vergelijking
b) azimuth en elevatie uit fase-vergelijking

een amplitude-amplitudesysteem (figuur 16a)
een fase-fasesysteem (figuur 16b) en
een fase-amplitudesysteem (figuur 17).

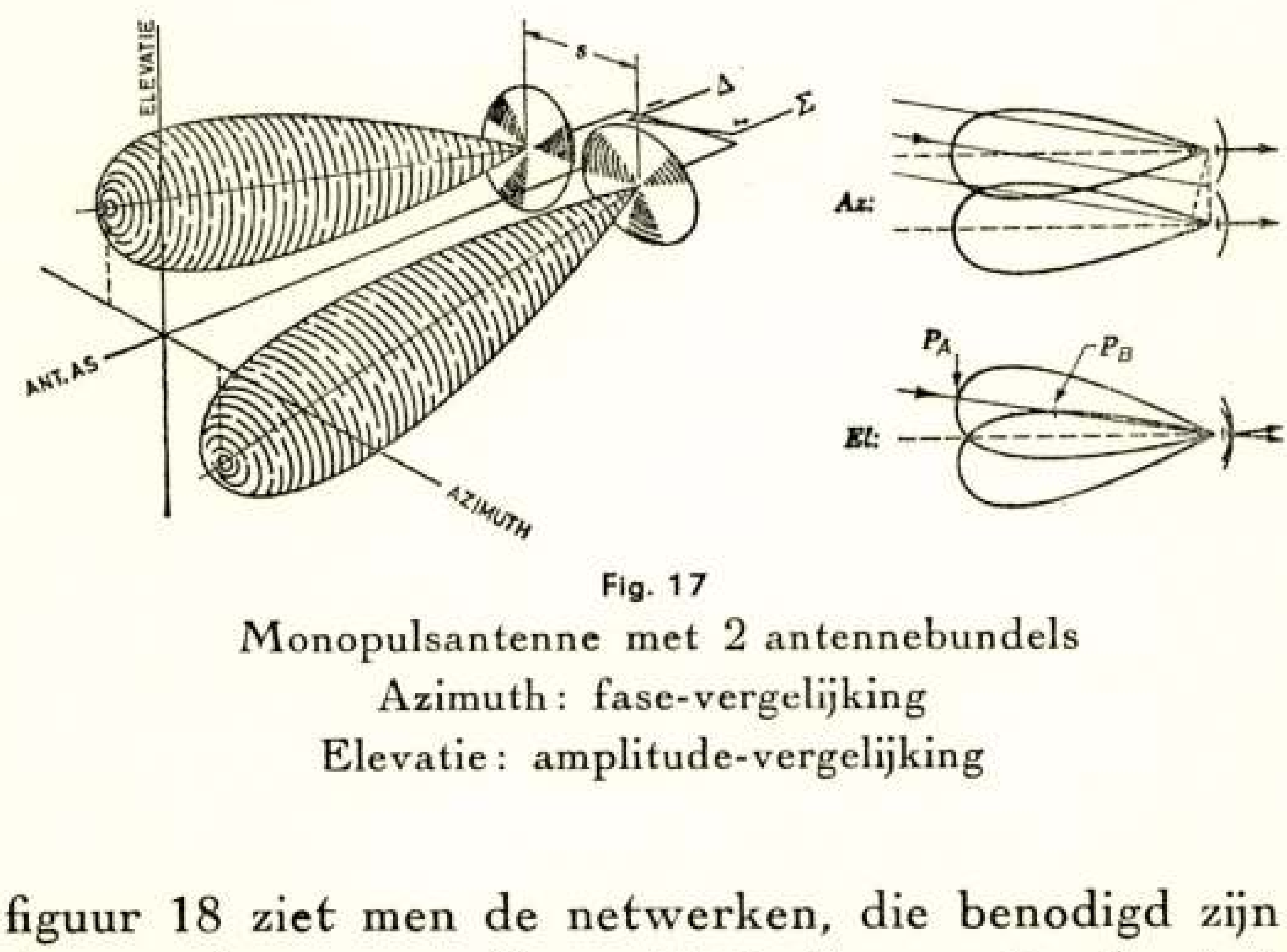


Fig. 17
Monopulsantenne met 2 antennebundels
Azimuth: fase-vergelijking
Elevatie: amplitude-vergelijking

In figuur 18 ziet men de netwerken, die benodigd zijn om uit de antennesystemen van figuur 16 de diverse signalen te krijgen:

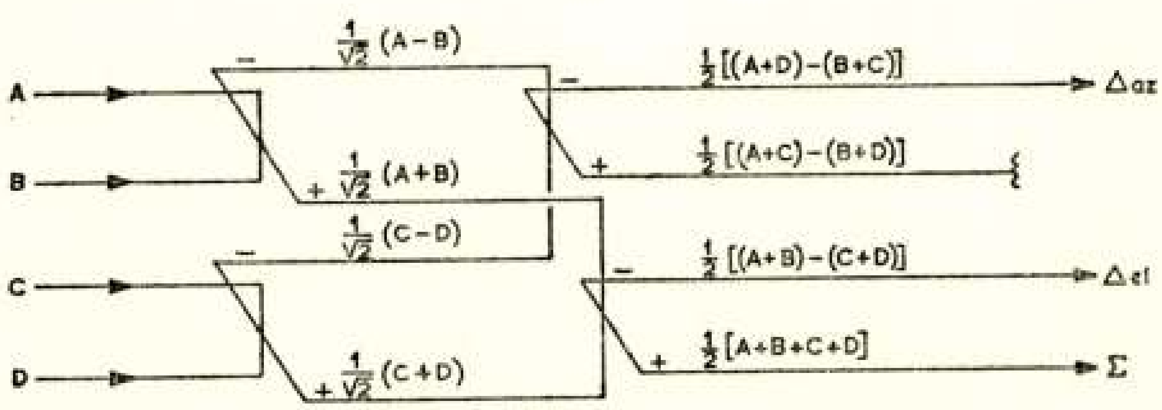


Fig. 18
Som- en verschilnetwerk voor antennebundelschakeling
in azimuth en elevatie

somsignaal: Σ, verschilsignaal elevatie: $\triangle\, el.$ verschilsignaal azimuth: $\triangle\, az.$

Een van de voordelen van het monopulssysteem is, dat de fadingverschijnselen geen invloed uitoefenen op de hoeknauwkeurigheid; dit in tegenstelling tot de mechanische antennebundelschakeling, waarbij een fadingfrequentie ter grootte van de „nozzle"-rotatiefrequentie een hoekfout veroorzaakt.

Literatuur

W. H. Hall: Prodiction of Pulse Radar Performance. Proc. I.R.E. Febr. 1956.

P. Swerling: Maximum Angular Accuracy of a Pulsed Search Radar. Proc. I.R.E. Sept. 1956.

K. Röhrich: Prinzipiën der dreidimensionalen Radarortung, N.T.Z. 1960 Heft 12.

Simpson: New Techniques in three Dimensional Radar. I.R.E. Trans. on Military electronics April 1961.

S. Silver: Microwave antenna theory and Design. Chapter VI: Aperture illumination and antenna pattern. Chapter XIII: Shaped beam Antennas.

D. R. Rhodes: Introduction to Monopulse. Mac Graw Hill, 1959.

Manuscript ontvangen 26 juli 1962.

Ontwerp van antennes voor navigatie en locatie

door M. H. Bodmer *)

1. Inleiding

Een antenne is een toestel dat de toegevoerde hoogfrequente stromen omzet in stralingsenergie en deze laatste min of meer bundelt. De antenne ontvangt haar energie van een transmissielijn of golfpijp en is dan in staat deze energie als elektromagnetische golven uit te stralen.

In het toepassingsgebied voor locatie en navigatie of anders gezegd bij radar, wordt gebruik gemaakt van antennes met een grote richtingsgevoeligheid.

Het doel van de antenne is tweeledig: Bij zenden wordt energie uitgestraald om het doel te belichten, terwijl met dezelfde antenne de door het doel gereflecteerde energie weer wordt ontvangen.

De keuze van de golflengte ligt in het cm- en dm-gebied, n.l. van ca. 2-50 cm. Bij nog langere golven is de antenneafmeting een beperkende factor. Om, b.v. bij rondzoekradars, voldoende hoekdiscriminatie te bereiken wordt gebruik gemaakt van bundels die horizontaal 1 à 2 graden breed zijn. De horizontale antenneafmeting zou bij lange golven te groot worden. Bij kortere golven daarentegen neemt de atmosferische demping bij de propagatie van de golven toe.

2. Karakteristieke antenne-grootheden

Voordat tot een ontwerp wordt overgegaan moeten de volgende punten bekend zijn.

2.1. *Antenneversterking*

Dit is een grootheid die een maat is voor de bundelende werking van de antenne.

Het is gebruikelijk dat de antenneversterking of „gain" wordt

*) Hollandse Signaal apparaten N.V. Hengelo.

opgegeven in het punt van maximale intensiteit van de bundel terwijl gerefereerd wordt aan een isotrope straler.

Uitgedrukt in antenne-oppervlak en golflengte is deze versterking

$$G = k_1 \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

G = antenne-versterking
A = oppervlakte v./d. antenne-opening
λ = golflengte
k_1 = rendementsfactor $\quad 1 \geqslant k_1 > 0$

2.2. *Bundelbreedte op half vermogen*

Deze staat in eerste instantie in nauwe relatie tot de antenneafmeting

$$\Theta_{3dB} = k_2 \frac{\lambda}{D}$$

Θ_{3dB} = bundelbreedte op half vermogen
D = afmeting van de antenne-opening
k_2 = evenredigheidsfactor

Wordt de bundelbreedte in graden uitgedrukt dan is k_2 een grootheid tussen 50 en 80 met de „dimensie" graad.

2.3. *De vorm van de hoofdlus*

Hierbij zijn de nuldoorgangen belangrijk, b.v. in het horizontale vlak. Verder kan de vorm van de bundel in het vertikale vlak een bijzondere vorm hebben, de zogenaamde „cosec^2-vorm".

2.4. *Structuur van de bijbundels*

Het niveau waarop deze bijbundels t.o.v. de hoofdlus liggen, wordt in hoofzaak bepaald door de veldsterkte- en fase-verdeling aan de opening van de antenne.

Het aantal bijbundels is afhankelijk van de antenne-afmeting.

2.5. *Polarisatie*

Deze kan zijn lineair (horizontaal c.q. vertikaal) of circulair.

2.6. *Bandbreedte*

Hieronder wordt verstaan dat de impedantie van de antenne over een vastgestelde frequentieband binnen bepaalde grenzen aangepast moet zijn. Verder moet het stralingsdiagram over die band vrij constant blijven.

2.7. *Het uit te zenden vermogen*

Hoewel dit niet direct een antenne-grootheid is, is het voor de ontwerper van belang om te weten welk vermogen de antenne moet kunnen verwerken. Er zijn bepaalde typen antennes die eerder aanleiding tot doorslag geven wanneer het vermogen te groot wordt, b.v. dipolen.

3. **Het stralingsdiagram**

Bepalend hiervoor zijn de veldsterkte- en faseverdeling aan de opening van de antenne. In fig. 1 is dit in tabelvorm aangegeven voor diverse vormen van de veldsterkteverdeling bij gelijke fase over de opening.

In de kolommen 1 en 2 zijn de verschillende veldsterkteverdelingen aangegeven. In kolom 3 en 4 zijn resp. de bundelbreedte tussen de nulpunten en op half vermogen in graden opgenomen. In de laatste twee kolommen staan het daarbij horende zijlusniveau en de antenneversterking. Dit laatste is als een relatieve grootheid aangegeven ten opzichte van de antenneversterking van een antenne met een uniforme verdeling.

	Ampl. verd.	Bundelbr. tussen nulpunten	Bundelbr. op -3 dB	Zijlus niveau t.o.v. hoofdlus	Relatieve Gain
Uniform		115 λ/D	51 λ/D	-13.4 dB	0 dB
Cosinus		172 λ/D	70 λ/D	-23 dB	-1.70 dB
Cosinus^2		229 λ/D	82 λ/D	-31 dB	-1.75 dB
Dakvorm		229 λ/D	73 λ/D	-26.6 dB	-1.25 dB
Unif.+ Cos.		125 λ/D	54 λ/D	-16 dB	-0.10 dB
Unif.+ Cos.^{2}		139 λ/D	57 λ/D	-20 dB	-0.25 dB
Dolph		190 λ/D	64 λ/D	-37 dB	-0.95 dB
		174 λ/D	60.5 λ/D	-33 dB	-0.75 dB

Fig. 1
Voornaamste diagrameigenschappen bij verschillende amplitudeverdelingen en een rechthoekige antenne-opening

Een nauwkeurige beschouwing van deze tabel leert ons het volgende: Een laag zijlusniveau gaat in het algemeen gepaard met een lagere gain, waaruit weer volgt een grotere bundelbreedte. De wiskundige uitwerking van een stralingsdiagram is, hoewel principiëel niet moeilijk, zeer ingewikkeld.

4. Enkele voorbeelden uit het grote antenne-arsenaal, die in aanmerking komen voor toepassing in dit gebied zijn:

Hoornantenne

Dit is een trechtervormige uitmonding aan het eind van een golfpijp.

Deze worden vaak toegepast als primaire straler bij parabolische reflectoren.

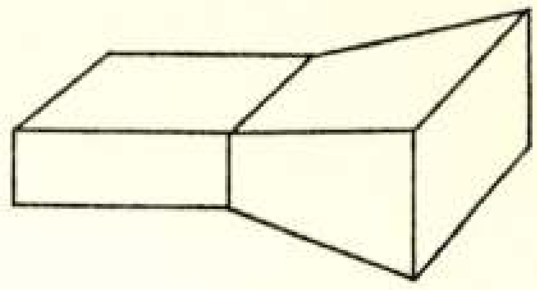


Fig. 2
Hoornantenne

Lensantenne

Dit is een voor elektromagnetische golven „transparant" lichaam. Een belangrijke grootheid is de brekingsindex $n = c/v$, die ongelijk aan de eenheid is.

c = de fase-snelheid in de vrije ruimte
v = de fase-snelheid in het lenslichaam

De lensantenne wordt bestraald door middel van een zwak bundelende straler (b.v. een hoorn), die in het brandpunt is geplaatst. In de buurt van het lenslichaam zijn de golven, afkomstig van de straler, praktisch bolvormig, die dan door de lens worden omgezet in vlakke golven.

Is $n > 1$ en constant, dan hebben we te maken met een convex vertragingslens. Dit zijn diëlektrische lenzen.

Is $n < 1$ en constant dan is het een concaaf versnellingslens. Een voorbeeld hiervan is de metaalplaatlens, waarbij de polarisatierichting van de golf evenwijdig is aan de platen. De ruimte tussen de platen fungeert dan als een golfpijp, waarin de fasesnelheid bepaald wordt door de afstand d tussen de platen.

Diëlektrische antenne

De meest eenvoudige vorm is de diëlektrische staaf die in een golfpijp is gestoken. De aanwezigheid van de diëlektrische staaf dwingt de elektromagnetische golven zich hierlangs voort te planten. Echter wordt de golf, die zich langs de staaf voortbeweegt, aan het grensvlak tussen diëlektricum en lucht niet geheel gereflecteerd. Een gedeelte treedt naar buiten, om op deze wijze een uitwendig elektromagnetisch veld te vormen. Het resultaat is dat het stralingsdiagram van het op deze wijze verkregen uitwendig elektromagnetisch veld een grotere richtings-

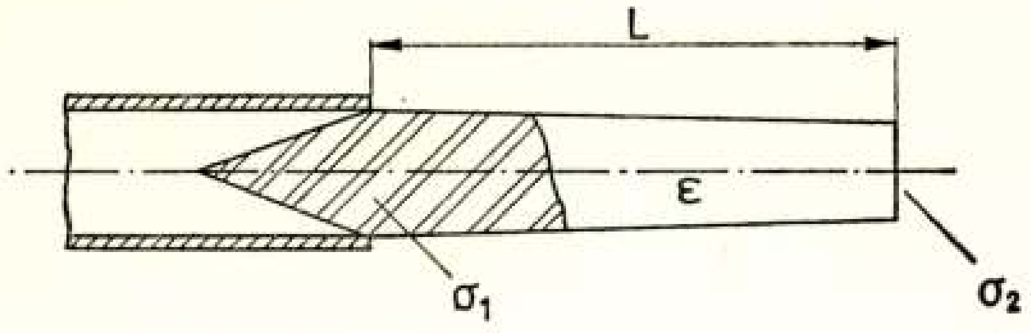


Fig. 3
Diëlektrische antenne

gevoeligheid vertoont dan in het geval van een golfpijp zonder diëlektrische staaf.

Het stralingsdiagram wordt bepaald door de doorsnede aan het begin en einde resp. σ_1, σ_2, de lengte L van de staaf en de diëlektriciteitsconstante ε van het materiaal.

Sleufantenne

Met behulp van een resonantie-sleuf is het mogelijk om energie uit een golfpijp te koppelen. Buiten de golfpijp straalt de energie in de vrije ruimte. De afmetingen van de sleuf zijn $d \ll 1 \approx \frac{\lambda}{2}$, als λ de golflengte in de vrije ruimte is. De afstand x, waarmede de sleuf uit het midden is geplaatst, bepaalt de koppelfactor.

De richtingsgevoeligheid van één sleuf is niet groot. Door meerdere van die sleuven achter elkaar te plaatsen, wordt meer bundeling bereikt.

Parabolische reflector

Deze kan zijn een omwentelings- of een cilindrische parabool. In het eerste geval wordt de reflector bestraald met een puntstraler (b.v. hoorn) en in het tweede geval met een lijnstraler (b.v. sleufantenne).

Deze veel toegepaste antenne zal verderop nog nader behandeld worden.

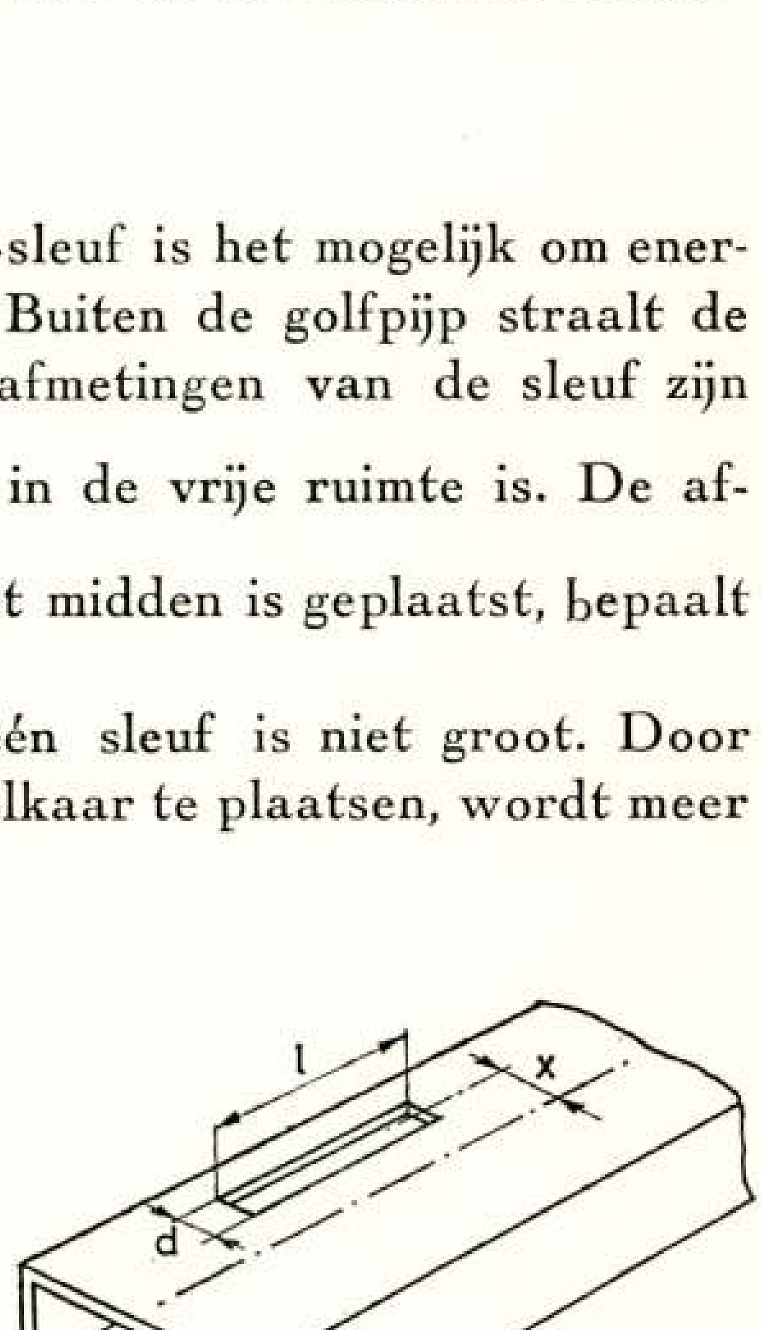


Fig. 4
Sleufantenne

5. **Draaiende antennes**

De antennes die in dit toepassingsgebied worden gebruikt zijn veelal draaiende antennes. Voor wat betreft de constructie van de antenne, zoals vermogen voor de aandrijving, de sterkte en de stijfheid, is de omgeving waarin de antenne wordt geplaatst medebepalend.

In de eerste plaats hebben wij te maken met de atmosferische omstandigheden zoals statische- en dynamische windbelasting.

Bovendien kan de reflector nog extra belast worden met een ijs- en sneeuwlaag.

In de tweede plaats hebben wij te maken met het dragend vehikel. Dit kan zijn een schip, vliegtuig, raket of tank. Er kunnen extra belastingen optreden ten gevolge van translatieversnellingen op onbalans.

De opstellingsstijfheid speelt, vooral in verband met het gewicht, een rol. Er kan excitatie optreden hetzij mechanisch of door de vormgeving (windturbulentie).

Bij militaire toepassing kunnen er speciale belastingen optreden, zoals schokgolven bij afvuren van eigen geschut of ten gevolge van vijandelijke actie.

Bij parabolische reflectoren kan de windbelasting sterk gereduceerd worden door het reflectoroppervlak uit evenwijdige draden of als gaasscherm op te bouwen.

Wordt de antenne in een koepel (van kunststof) of radome geplaatst dan kunnen alle atmosferische invloeden vermeden worden.

Bij gebruik van een radome moet de ontwerper met het volgende rekening houden:

- er treedt extra demping op door de radome
- het zijlusniveau wordt in ongunstige zin beinvloed; verschillende looptijden door de radome veroorzaken fasefouten.
- er kan een bundelafbuiging optreden.

6. De parabolische reflector

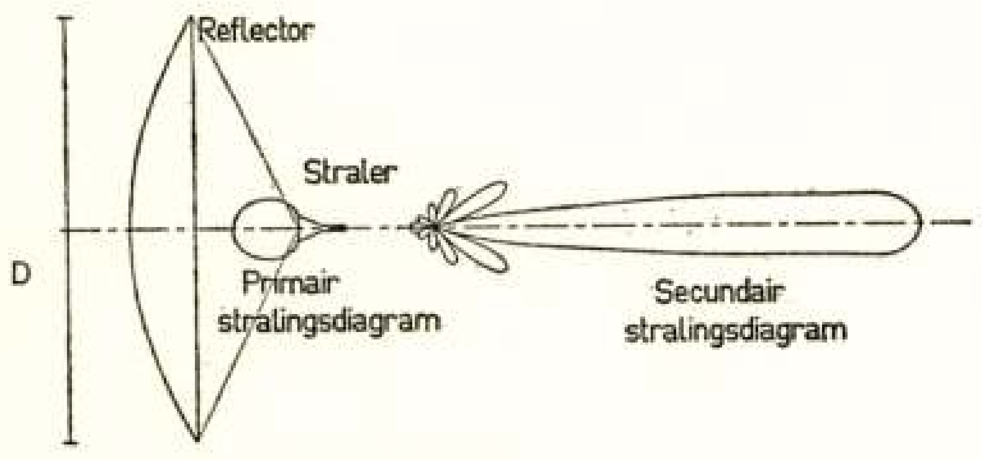


Fig. 5
Parabolische reflector

Vanwege zijn eenvoud is deze antenne voor vele toepassingen bijzonder geschikt.

Uit de combinatie van primaire straler en reflector wordt het *secundaire* stralingsdiagram verkregen, men spreekt dan over *het* stralingsdiagram.

Niet alle energie van de primaire straler zal door de reflector worden onderschept, een gedeelte straalt langs de reflec-

tor, dit duidt men aan als overstralings-energie of „spillover". In fig. 5 is dit gearceerd aangegeven.

In de wijze waarop de reflector wordt aangestraald is in het algemeen een intensiteitsverloop merkbaar tussen het centrum van de spiegel en de rand. Men zegt dan dat de rand met zoveel dB-afval wordt belicht.

Het rendement van de verlichting is dan

$$\eta = \frac{P_a}{P_t}$$

waarin P_a door reflector onderschepte energie
P_t door straler uitgestraalde energie

In fig. 6 is het verloop van η aangegeven als functie van de randverlichting, aangeduid als demping.

Demping dB	η	Demping dB	η
8	0.71	15	0.81
10	0.75	20	0.83
12	0.79	25	0.84

Fig. 6
Rendement en randverlichting

Voor het ontwerp is verder belangrijk de verhouding tussen de brandpunt-afstand (F) en de diameter (D) van de parabolische reflector, aangezien de verhouding F/D de instraalhoek bepaalt.

Reeds eerder is geponeerd, dat de antenneversterking voorgesteld wordt door de formule:

$$G = k_1 \frac{4 \pi A}{\lambda^2}$$

hierin is $k_1 = \eta \times g$, terwijl g de zogenaamde „gain-factor" is.

Het is nuttig om na te gaan hoe deze gain-factor verloopt als functie van de instraalhoek Θ en de richtingsgevoeligheid van de primaire straler.

Bij benadering kan de hoofdlus van de primaire straler voorgesteld worden door:

$$Y(\Theta) = Y_0 \cos^n \Theta \qquad 0 \leq \Theta \leq \frac{\pi}{2}$$

In formule is het verband tussen gain-factor, instraalhoek en diagram van de primaire straler

$$g = cot\,g^2 \frac{\Theta_0}{2} \left| \int_0^{\Theta_0} \sqrt{Y(\Theta)}\ tg\ \frac{\Theta}{2}\, d\,\Theta \right|^2$$

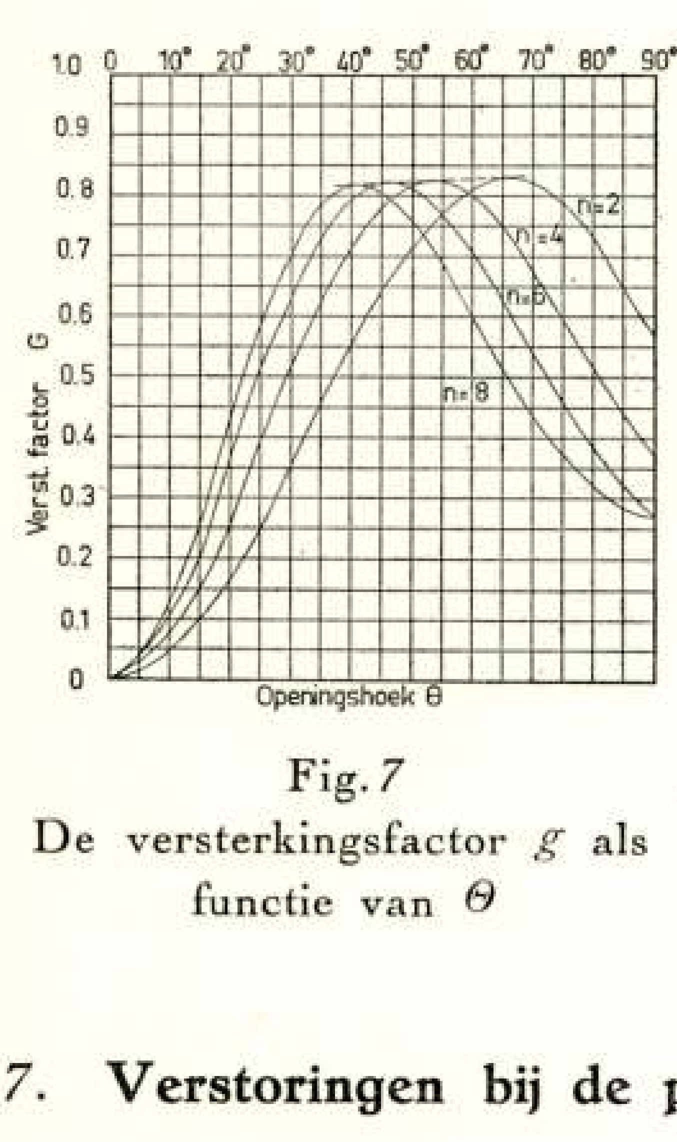


Fig. 7
De versterkingsfactor g als functie van Θ

Voor $n = 2, 4, 6, 8, \ldots$ (even), laat bovenstaande vorm zich eenvoudiger uitrekenen. Het resultaat is in fig. 7 grafisch weergegeven.

Voor $n = 2$ wordt de maximale waarde voor g bereikt. De daarbij horende $\Theta_0 = 65°$, waaruit te berekenen is dat de rand van de reflector wordt bestraald met een intensiteit die ca. 8 dB. lager ligt; hieruit volgt $\eta = 0{,}71$, zodat $k_1 = \eta \times g = 0{,}71 \times 0{,}83 = 0{,}59$.

De totale antenne heeft dus een rendement van ca. 60⁰/₀.

7. Verstoringen bij de parabolische antenne

7.1. *Mechanische toleranties*

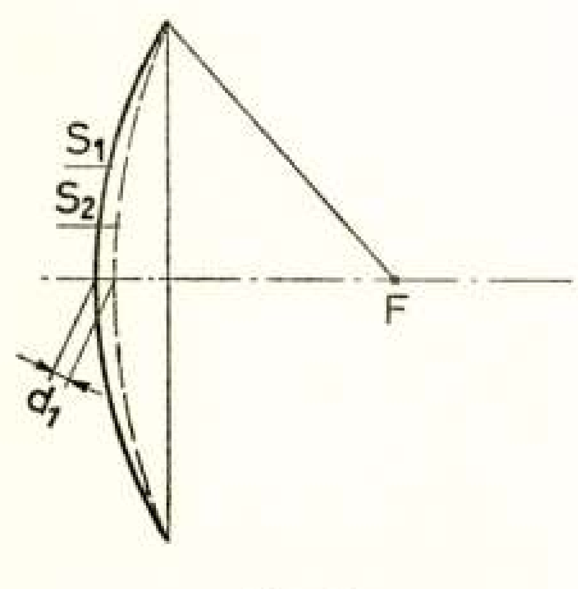


Fig. 8
Mechanische tolerantie bij parabolische antenne

Onnauwkeurigheden in de fabrikage geven aanleiding tot verstoring van het vlak van gelijke fase.

— De vorm van de reflector wijkt af van de theoretische. Hierbij wordt verondersteld dat de primaire straler in het brandpunt zit.

S_1 = werkelijke vorm van het reflector oppervlak
S_2 = theoretisch juiste vorm
d_1 = max. afwijking

Tengevolge van deze max. afwijking zal er een fasefout optreden van $\triangle \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} 2 d_1$. Laten we voor $\triangle \alpha$ toe een waarde $\frac{\pi}{\lambda}$ dan is $d_{1max} = \frac{1}{16} \lambda$.

De toelaatbare tolerantie is dan $\pm \frac{1}{32}$ op het reflectoroppervlak.

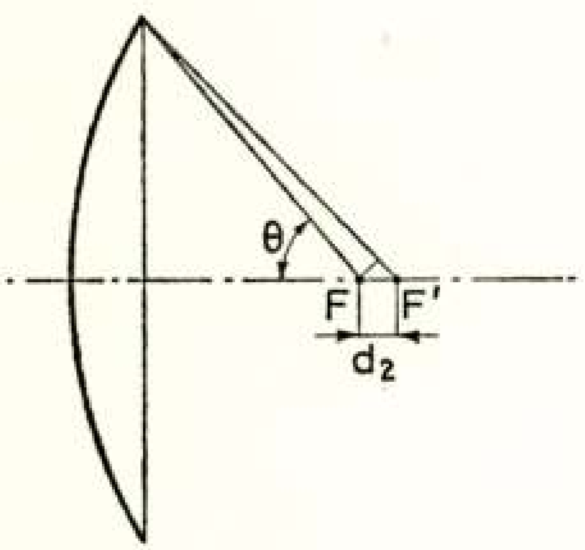


Fig. 9
Foutieve plaats van de straler bij parabolische antenne

— Foutieve plaats van de straler in langsrichting van de parabool-as. Verondersteld wordt nu dat de parabool de theoretisch juiste vorm heeft.

F = werkelijke brandpunt
F' = plaats van de straler
Θ = halve instraalhoek
d_2 = afwijking

Praktisch geldt hier

$$\triangle \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} (2 d_2 - d_2 \cos \Theta)$$

Laten we voor $\triangle \alpha$ weer toe $\frac{\pi}{4}$, dan volgt uit het bovenstaande voor de toelaatbare $d_2 = \frac{\lambda}{8(1 - \cos \Theta)}$

7.2. Ook doordat de straler vóór de reflector, dus in het stralingsveld, is geplaatst treedt verstoring op. Een deel van de energie die door de reflector wordt gereflecteerd wordt door de primaire straler geblokkeerd, dit is het z.g.n. „schaduw-effect".

Vooral bij de antennes, die gebruikt worden om doelen te volgen, en waarbij een roterende bundel wordt toegepast, kunnen deze primaire stralers vrij veel energie blokkeren. In vergelijking tot de reflector is een nogal omvangrijk mechanisme nodig om de bundelrotatie tot stand te brengen. Ook de vereiste stijve afsteuning van dit mechanisme zal de verstoring vergroten.

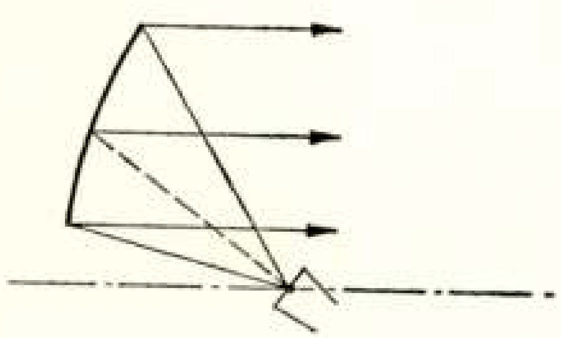


Fig. 10
Off-set belichting

In eerste instantie treedt een verstoring in de veldsterkteverdeling vóór de antenne-opening op, met als gevolg een verslechtering van het zijlusniveau.

Bij veel antennes wordt dan ook de z.g.n. „off-set" voeding toegepast. Zie fig. 10. Hierbij is de primaire straler zoveel mogelijk uit het stralingsveld geplaatst.

In het geval van de volgantenne, waar een rotatie-symmetrische opstelling van de primaire straler is gewenst, wordt vaak het principe toegepast zoals door Cassegrain gebruikt in zijn telescoop.

8. De cassegrain-reflector

De primaire straler is bij deze opstelling door een opening in de top van de parabool gestoken.

De energie, afkomstig van de straler, wordt via een hulpreflector de parabool ingestraald. Als hulpreflector dient een deel van het oppervlak van een tak van een tweebladige omwentelingshyperboloide. Zie hiervoor het bovengedeelte van fig. 11.

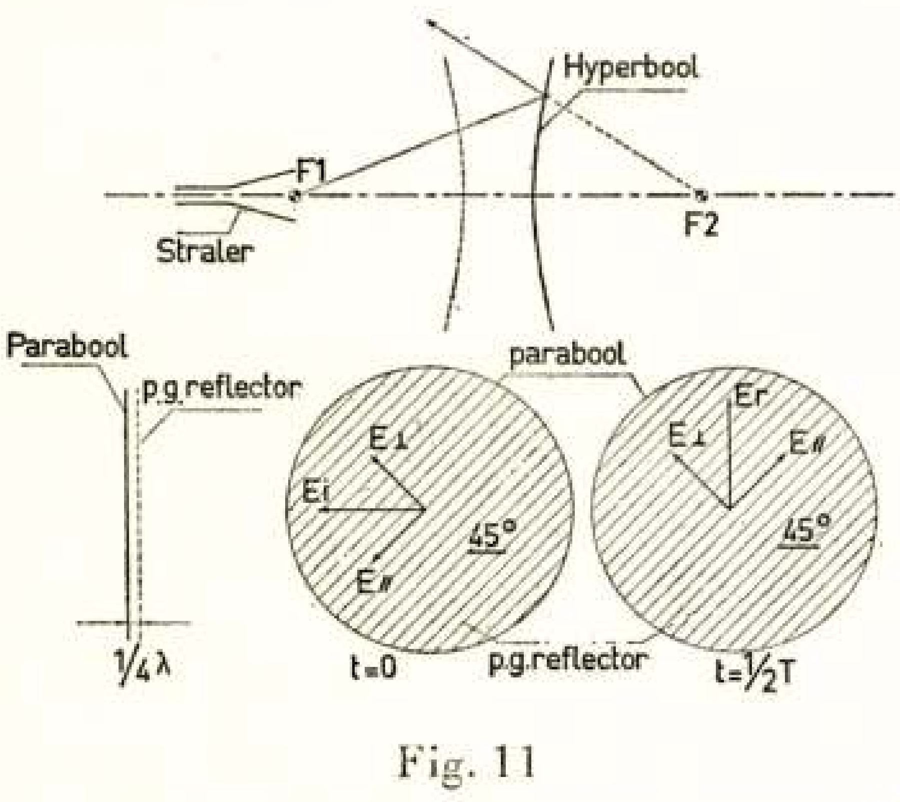


Fig. 11
Principe van cassegrain-antenne

In het ene brandpunt (F_1) is de straler geplaatst, terwijl het tweede brandpunt (F_2) samenvalt met het brandpunt van de parabool.

Bij deze opbouw blijft echter het nadeel dat de hulpreflector een deel van de gereflecteerde energie blokkeert. Aangezien vrijwel altijd lineaire polarisatie wordt toegepast kan hiervan gebruik worden gemaakt.

De hulpreflector wordt nu opgebouwd uit draden die evenwijdig lopen aan de polarisatierichting van de golven, afkomstig van de primaire straler. De hulpreflector is dus polarisatiegevoelig d.w.z. dat alleen golven met een polarisatierichting evenwijdig aan de draden worden gereflecteerd.

Op het oppervlak van de parabolische reflector is op een $1/4\,\lambda$ afstand ervóór nogmaals een polarisatiegevoelige reflector geplaatst in de vorm van een parabool. De richting van de draden van deze reflector maakt een hoek van 45° met de polarisatierichting van de invallende golven, afkomstig van de hyperbolische hulpreflector. Met deze polarisatiedraaier (pol.-dr.) kan nu de polarisatierichting 90° gedraaid worden, zodat

de hulpreflector ongehinderd gepasseerd kan worden.

De werking van de polarisatiedraaier is als volgt, zie hiervoor het benedendeel van fig. 11.

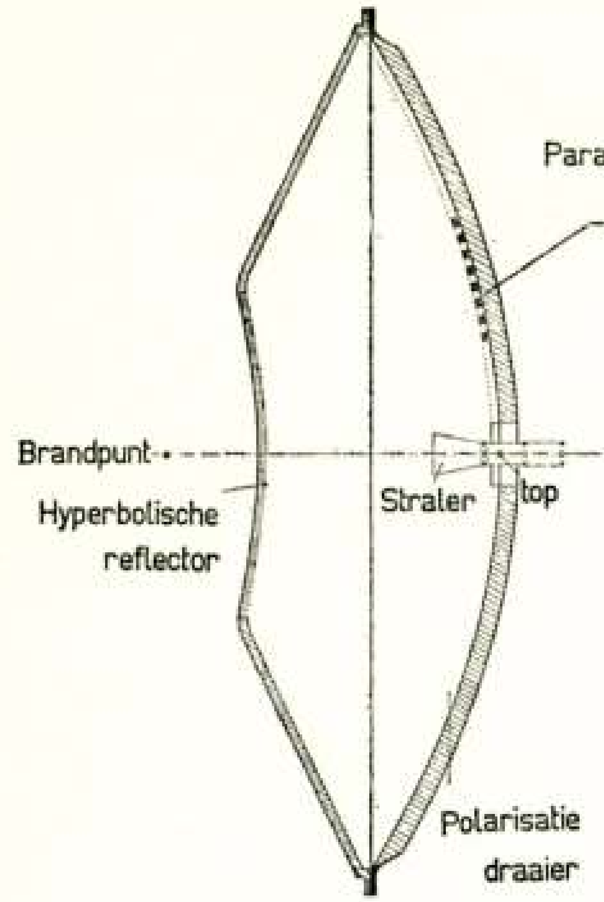


Fig. 12
Volgantenne naar het cassegrain-principe

Laten we aannemen dat de invallende vector E_i horizontaal georiënteerd is (de draden van de hyperbolische hulpreflector liggen dus ook horizontaal). Deze E_i kan ontbonden gedacht worden in een vector // aan de draden ($E_{//}$) en een vector $\perp$ daarop ($E_{\perp}$).

$E_{//}$ wordt direct gereflecteerd, $E_{\perp}$ wordt doorgelaten en doorloopt de ruimte tussen draadreflector en parabool tweemaal d.w.z. wordt 180° achtergehouden. Deze $E_{\perp}$ moet dan samengesteld worden met een $E_{//}$ die 180° nagekomen is. De resultante is dan een vector waarvan de richting 90° is gedraaid ten opzichte van de invallende.

Bij deze beschouwing is geen rekening gehouden met:

a. een fasesprong van 180° bij reflectie, aangezien dit voor alle componenten geldt.
b. het inschakelverschijnsel.

Een complete inrichting is aangegeven in fig. 12. Als drager voor de hyperbolische hulpreflector fungeert hier een afgeknotte kegel van kunststof.

De resultaten verkregen met een dergelijke volgantenne zijn, wat het niveau van de zijlussen betreft, aanmerkelijk beter dan die met een gewone reflector waarbij de primaire straler voor de parabool is geplaatst.

Literatuur

1) A. Z. Fradin, Microwave Antennas, Pergamon Press, p. 417-419.
2) L. Thourel, Les Antennas, Dunod Paris, p. 286, 287.
3) J. B. Tricaud, Application de la théorie des réseaux aux guides a fentes non resonants, L'Onde Electrique p. 129.

De meting van eigenschappen van microgolfantennes

door E. Goldbohm *)

1. Inleiding

De grondslag, waarop de afspraak tussen ontwerper en gebruiker van de antenne berust, is de specificatie. Deze wordt uit een — dikwijls moeizaam — overleg tussen partijen geboren, waarbij de gebruiker enerzijds uit de hem bekende operationele eisen een aantal punten afleidt waaraan de specificatie moet voldoen, terwijl de ontwerper anderzijds deze punten op hun realiseerbaarheid zal toetsen alvorens ze te aanvaarden. Het zal duidelijk zijn, dat het resultaat van het overleg geen ruimte mag laten voor tweeërlei uitleg. De specificatie is in die zin enigszins te vergelijken met een contract. Dit brengt mee, dat beide partijen terdege op de hoogte moeten zijn van de mogelijkheden en beperkingen van het enige controlemiddel: de *antennemetingen*.

De aldus tot stand gekomen specificatie zal dikwijls onder meer de volgende punten bevatten:

1. Het stralingsdiagram over een voorgeschreven frequentieband.
2. De antenneversterkingsfactor (Eng.: gain).
3. De impedantie gemeten aan de antenne-ingang over een voorgeschreven frequentieband.
4. De polarisatie van het elektromagnetische stralingsveld.
5. Het maximaal toelaatbare vermogen.
6. Antennerotatiesnelheid of de bundelzwaai met aangegeven maximale zwaaihoeken en de zwaaitijd voor één cyclus.
7. Equivalente antennetemperatuur.
8. Een aantal mechanische eigenschappen, zoals maximale windweerstand, maximale windkoppel, gewicht, corrosiebescherming etc.

Wij zullen de metingen met betrekking tot de punten 1 t/m 4 nader bespreken. De overige punten moeten hier buiten beschouwing blijven.

---

*) Ned. Radar Proefstation, Noordwijk.

2. Het stralingsdiagram

2.1. *De gebruikte methode*

Om een goede overeenstemming te krijgen tussen het bij definitie vastgelegde stralingsdiagram van een antenne en het gemeten stralingsdiagram, zou de antenne feitelijk in een *uniform veld* en in een *vrije ruimte* gemeten moeten worden. De antenne wordt daarbij als ontvanger gedacht.

Deze eis is in de praktijk niet te vervullen. Wij kunnen de ideale condities slechts benaderen, hetgeen aanleiding geeft tot fouten en onzekerheden, die slechts in het gunstigste geval bekend zullen zijn.

Om aan deze onbevredigende situatie het hoofd te bieden hebben wij de oplossing gezocht in een langs onafhankelijke wegen tot stand komende dubbele controle van het stralingsdiagram. De nadruk valt daarbij op de meting van de *antenneverlichting*, een functie die ook bij het ontwerpen van de antenne nodig is, maar in de specificatie niet voorkomt. Het verdient aanbeveling eerst de te meten grootheden nader te definiëren alvorens deze keuze te motiveren.

Het *stralingsveld* is de volledige omschrijving van het elektromagnetische veld van de antenne (als deze zendt) op oneindig grote afstand.

Het is een complexe richtingsafhankelijke vektorgrootheid $G(\Theta, \varnothing)$, die behalve in zeer eenvoudige gevallen niet gemakkelijk is te berekenen of te meten.

We kunnen gelukkig dikwijls aannemen dat op het antenne oppervlak of in de z.g. antenne-opening overal ongeveer eenzelfde richting van het elektrische of magnetische veld wordt gevonden, zodat wij kunnen volstaan met de beschrijving van de scalaire waarde van het veld: $G(\Theta, \varnothing)$. Het stralingsveld kan dan geschreven worden als:

$$G(\Theta, \varnothing) = |G(\Theta, \varnothing)| \, e^{j\,\Psi(\Theta, \varnothing)}$$

Hierin is $|G(\Theta, \varnothing)|$ het z.g. *stralingsdiagram.*

Nu bestaat er een eenduidige relatie tussen het stralingsveld en de veldverdeling op een gegeven oppervlak, dat de antenne geheel omsluit. Deze relatie staat bekend als het principe van Huygens, en wordt in de voordracht van Prof. Dr. Ir. J. P. Schouten eveneens besproken.



Fig. 1
De analoge rekenmachine
voor het berekenen van het stralingsdiagram uit $F(x,y)$

Er zijn enige oppervlakken aan te geven die het mogelijk maken bedoelde relatie in mathematisch hanteerbare vorm uit te drukken. Zo kan men daarvoor een cirkelcilinder kiezen die de antenne omgeeft en waarvan de asrichting evenwijdig wordt gekozen aan de richting van bijvoorbeeld het elektrische veld (1).

Als het veld op de cilinder overal bekend is, vindt men de oplossing voor het stralingsveld in de vorm van een reeks van

Hankelfuncties. Deze oplossing is bepaald over de gehele ruimte (360°).

Bij een andere — door ons geprefereerde — berekening, gaat men uit van de bekend veronderstelde verdeling van de tangentiele component van E of H in een plat vlak, dat in de zogenaamde antenne-opening gedacht wordt en welk vlak voldoende groot moet zijn om de veldsterkte aan de rand te mogen verwaarlozen. Het veld op de rest van het — willekeurige — gesloten oppervlak, dat de antenne omgeeft, wordt dan eveneens nul gesteld.

Deze methode heeft tot gevolg, dat de oplossing, die wordt gevonden, slechts geldt over de halve ruimte (180°). De „achter-

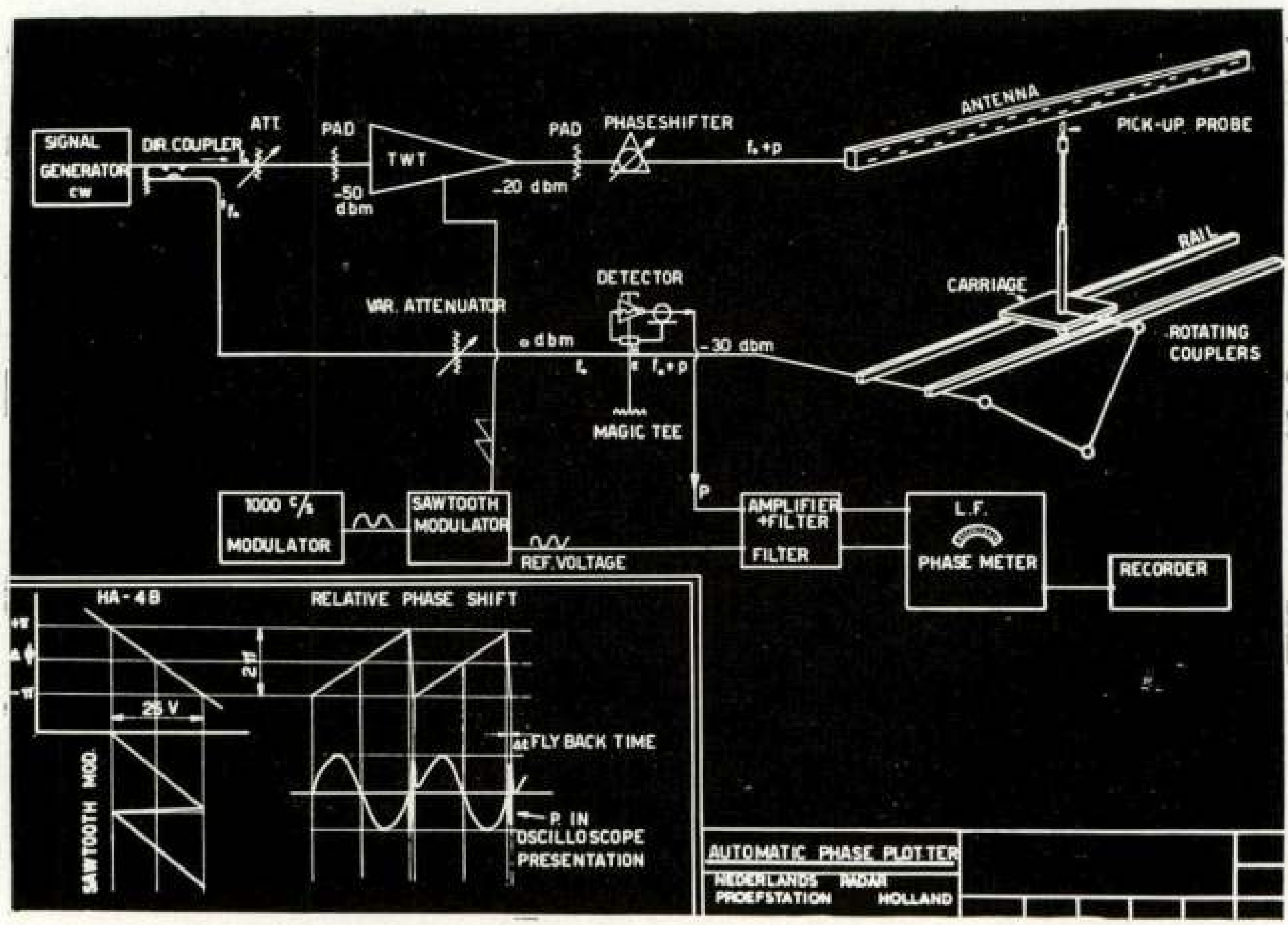


Fig. 2

Apparatuur voor het meten van amplitude en fase van het elektrische veld

waartse" straling is er — zo zij bestaat — niet mee te vinden.

Voor vele typen antennes (arrays, lenzen, hoorns etc.) geeft deze methode zeer bevredigende resultaten, daar de „achterwaartse" straling inderdaad te verwaarlozen is.

De berekening, hier bedoeld, is eenvoudig een fourier-transformatie, waarvan, voorzover het integreerbare functies betreft, vele voorbeelden in de literatuur te vinden zijn (2). (Zie ook de voordracht van Ir. M. H. Bodmer).

Voor een willekeurige verlichtingsfunctie moet de fourier-integraal door middel van numerieke integratie worden opgelost.

Aangezien het veld in de antenne-opening 2-dimensionaal is moet een dubbele fourier-integraal worden berekend die de vorm heeft:

$$G(\Theta, \varnothing) = \iint F(x,y)\, e^{-j\beta \sin\Theta (x\cos\varnothing + y \sin\varnothing)}\, dx\, .\, dy$$

waarin β de voortplantingsconstante is.

In het geval, dat de verlichtingsfunctie

$$F(x,y) = |F(x,y)|\, e^{j\Phi(x,y)}$$

te separeren is, d.w.z. is te schrijven als

$$F(x,y) = F_1(x)\, .\, F_2(y)$$

kan het stralingsveld in 2 onderling loodrechte vlakken worden berekend uit 2 integralen van Fourier n.l.

$$\left.\begin{array}{l} \text{als } \varnothing = 0:\ G_1(\Theta) = \int F_1(x)\, e^{-j\beta x \sin\Theta}\, dx \\ \text{en als } \varnothing = \dfrac{\pi}{2}:\ G_2(\Theta) = \int F_2(y)\, e^{-j\beta y \sin\Theta}\, dy \end{array}\right\}$$

of m.b.v. een algemene schrijfwijze:

$$G(u) = \int F(x)\, e^{-j2\pi u x}\, dx.$$

waarin $u = \dfrac{\sin\Theta}{\lambda}$

Daarmee is het stralingsveld dan bekend. Deze methode is voor „linear arrays" en andere cilindrische antennes zonder meer bruikbaar. De berekening van het algemene geval met de dubbele integraal is iets ingewikkelder en vereist een volledige 2-dimensionale meting van de verlichting.

Opmerking:

De fouriertransformatie $G(u) = \int F(x)\, e^{-j2\pi u x}\, dx$ kan ook in omgekeerde richting plaats vinden:

$$F(x) = \int G(u)\, e^{j2\pi u x}\, du.$$

hetgeen men symbolisch aanduidt met:

$$G(u) \longleftrightarrow F(x)$$

Men kan dus uit het stralinsgveld ook de verlichting berekenen!!

Nu is $|G(\Theta, \varnothing)|$ het stralingsdiagram dat we willen meten. Omdat deze functie reëel is kan de meting plaatsvinden door een energiemeting als functie van de richtingen Θ en $\varnothing$.

Deze meting is, zoals we nog zullen zien, onnauwkeurig en geeft geen uitsluitsel omtrent de oorzaak van eventuele gevonden afwijkingen in het stralingsdiagram, voorzover die in de antenne te zoeken zijn. Immers in tegenstelling tot de relatie van $G(\Theta, \varnothing)$ en $F(x,y)$, die eenduidig is, bestaat er geen uniek verband tussen het stralingsdiagram $|G(\Theta, \varnothing)|$ en $F(x,y)$.
We zouden derhalve liever het stralingsveld meten, dat immers ook de fasefunctie van $G(\Theta, \varnothing)$ bevat. Dit is echter niet goed mogelijk daar voor zo'n meting een referentiefase — van de zender afkomstig — ter beschikking moet zijn. Gezien de grote afstand tussen zender en ontvanger in vergelijking met de golflengte en de invloed van de omgeving en de atmosfeer, is dit niet betrouwbaar te verwezenlijken.

Er is dus behoefte aan een middel tot controle van het stralingsdiagram zoals dat direct gemeten wordt.

Om deze reden en terwille van de ontwerper, die er groot belang bij heeft het gedrag van de antenne in detail te leren kennen, meten wij de zogenaamde antenneverlichting in amplitude en fase in een nauwkeurig gecontroleerde omgeving. Dit biedt ten eerste de mogelijkheid om uit een vergelijking tussen de ontworpen en gemeten functie $F(x,y)$ de in de antenne aanwezige fabrikagefouten op te sporen. De invloed van deze fouten op het stralingsdiagram kan dan geëvalueerd worden, zoals wij nog zullen zien.

In de tweede plaats kan nu m.b.v. een analoge rekenmachine 3), die speciaal voor dit doel bij het Nederlandsch Radar Proefstation ontwikkeld werd, uit de $F(x,y)$ het stralingsveld en dus het stralingsdiagram berekend worden (fouriertransformatie, numerieke integratie!). Door vergelijking met het direct gemeten diagram kan dan een goede indruk worden verkregen van de bereikte nauwkeurigheid. De langs onafhankelijke wegen verkregen stralingsdiagrammen hebben meetfouten, die immers ongecorreleerd zijn.

De genoemde rekenmachine (fig. 1) stelt ons in staat de numerieke integratie van de fourier-integraal met één onafhankelijk variabele uit te voeren. De gemeten functie $F(x)$ wordt daartoe met een geschikt interval $\frac{1}{2}\lambda < d < \lambda$ verdeeld en de bijbehorende ordinaten worden in amplitude en fase uitgelezen en in de machine gesubstitueerd. Dit levert de z.g. „arrayfactor", die dan nog met de z.g. elementfactor vermenigvuldigd moet worden om het stralingsveld te krijgen. De elementfactor is het stralingsdiagram van een lijnstuk ter lengte van één verdelingsinterval.

De verkregen arrayfactor is een continue functie van φ, de

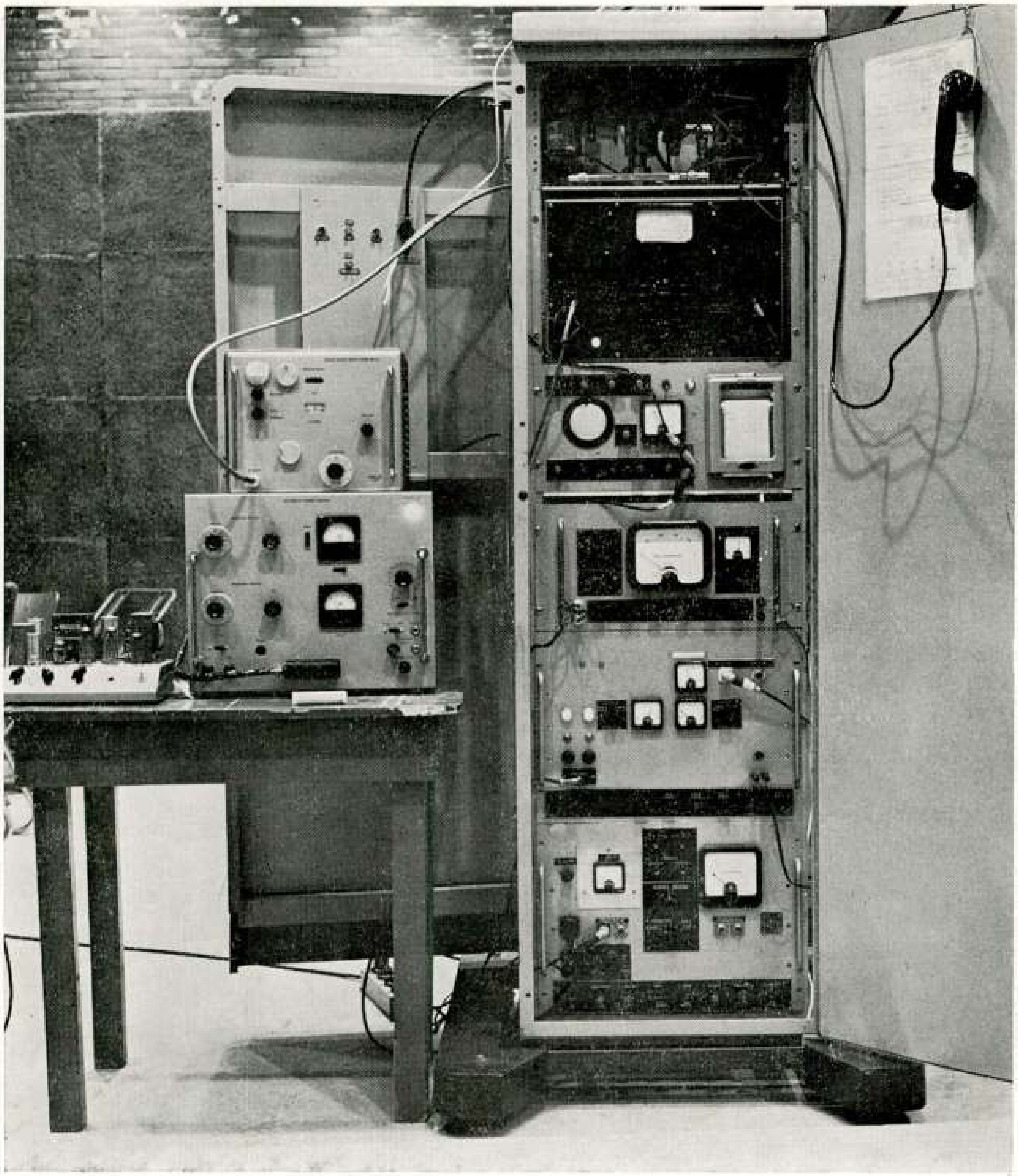


Fig. 3
Amplitude-faseplotter (elektronisch gedeelte)

rekenmachine variabele, die gelijk is aan: $\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\Theta$.

Door variatie van één of meer van de ingestelde ordinaten kan de invloed op het stralingsveld of stralingsdiagram worden bekeken.

De rekenmachine bepaalt dus de som

$$G(\varphi) = \sum_{n=-20}^{+20} a_n e^{jn\varphi}$$

waarin: $a_n = |a_n| e^{j\Psi_n}$

Het aantal ordinaten N kan met behulp van een geheugen willekeurig worden uitgebreid, door de machine meerdere malen te gebruiken,

Na de motivering van de methode worden thans de metingen en de gebruikte apparatuur in het kort beschreven.

2.2 *Meting van de verlichting.*

Fig. 2 laat het principeschema zien van de apparatuur, die gebruikt wordt om de amplitude en de fase van het elektrische veld te meten als functie van de plaats van een dipoolsonde in het nabije veld van een antenne.

De apparatuur werd in een publikatie van het NRP uitvoerig beschreven (4).

Het aan de antenne toegevoerde signaal wordt door middel van laagfrequente fase-modulatie van een lopende-golf buis over 1000 Hz. ten opzichte van de oscillatorfrequentie verschoven. Een deel van het oscillatorsignaal zelf wordt via een referentiearm afgetakt en direct toegevoerd aan een mengschakeling. Het door de sonde opgevangen signaal, dat over 1000 Hz. verschoven is, wordt aan de andere arm van de mengschakeling toegevoerd. Na detectie en versterking in een op 1000 Hz. afgestemde versterker bevat het l.f.-signaal nog steeds de fase-informatie van het h.f.-veld. Door referentie aan de modulerende spanning kan de fase nu met een fasemeter worden gemeten. De sonde is fasestar met de mengschakeling verbonden via een zogenaamde schaar. Deze bestaat uit 2 benen (transmissielijnen) met 3 scharnieren (draaikoppelingen). De sonde kan zo elke plaats in het veld bereiken.

Fig. 3 toont het elektronisch gedeelte van de amplitude-faseplotter. (De instrumenten op de tafel zijn voor een ander doel). Het apparaat is geschikt voor metingen in de banden 2-4 GHz. en 7-11 GHz. De voor de aftasting van het veld in een vertikaal plat vlak vereiste rechtlijnige beweging van de sonde wordt ontleend aan een kokerbalk van ca. 10,5 meter lang, die is voorzien van een rechtgeleiding waarlangs een meetwagen door een synchroonmotor kan worden bewogen. De toleranties van het geheel zijn zodanig dat de afwijkingen van de afgetaste lijn ten opzichte van een ideale rechte lijn slechts maximaal $\pm$ 0,1 mm bedraagt.

De sonde is aangebracht op een slede, die met de meetwagen meebeweegt maar bovendien in transversale richting door een

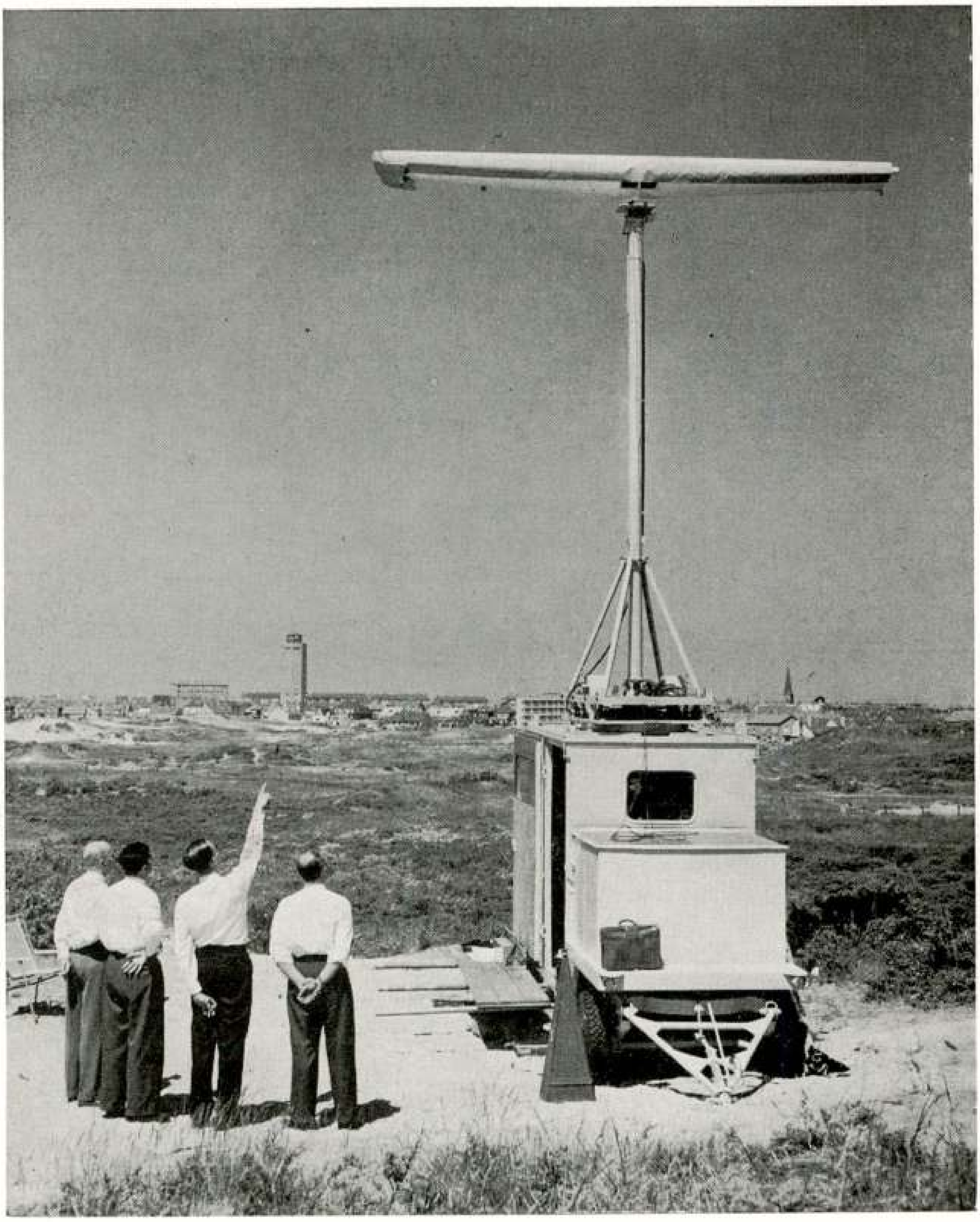


Fig. 4
De antennemeetwagen

schroefstang en servomotor kan worden verplaatst en wel met een instelbare snelheid. Het is aldus mogelijk ook een rechte lijn af te tasten die een hoek maakt met de antenne opening. Bovendien kan de uitgangsspanning van de l.f.-fasemeter als foutspanning voor de servomotor worden gebruikt, zodat ook de equifasefronten van het veld kunnen worden afgetast.

Voor een 3-dimensionale aftasting van het veld kan tenslotte nog de hoogte van de sonde gevarieerd worden. Reflecties van de omgeving worden vermeden door waar nodig absorberend

materiaal aan te brengen en de deuren die zich voor de antenne bevinden te openen. De voorwaarden om het milieu waarin de antenne gemeten wordt, nauwkeurig te controleren zijn dus aanwezig.

De fout in de meting bedraagt in amplitude: $\pm 1\frac{1}{2}$ %
in fase: $\pm 2°$

De reproduceerbaarheid bedraagt ongeveer de helft van deze waarden.

2.3 *Meting van het stralingsdiagram.*

In een voordracht van het NRG in 1951 (5) heeft Ir. Seppen reeds bericht over de voorwaarden waaraan voldaan moet zijn bij deze metingen.

In het kort zijn dit de volgende voorwaarden:

1 Ter plaatse van de beproefde antenne moet het veld uniform zijn en het fasefront vlak. De testantenne wordt als ontvangantenne gebruikt. De conditie is dan dat de afstand van zender tot ontvangantenne, $R \geqq 2\,D^2/\lambda$. (D = afmeting van de antenne, λ is golflengte)

De afwijking van het fasefront t.o.v. een plat vlak ter plaatse van de testantenne is dan nergens groter dan $\lambda/16$.

2 Om grondreflecties zoveel mogelijk te vermijden moet het eerste minimum aan de onderzijde van het stralingsdiagram van de zendantenne in de richting van het z.g. reflectiepunt liggen. De hoogten van beide antennes moeten in overeenstemming hiermee worden gekozen!!

3 De omgevingsreflecties moeten minimaal zijn! Voor grote antennes is dus een groot terrein nodig, vrij van obstakels, en dat is in Nederland moeilijk te vinden.

Wij vonden zo'n terrein in de Amsterdamse Waterleiding duinen in Zandvoort. De zender is opgesteld in de 50m hoge watertoren en bestaat uit een klystron met l.f.-blokgolfmodulatie met een vermogen van 300 mW. De zendantenne is een paraboloïde gevoed door een golfpijpdipoolstraler, welke ten behoeve van polarisatiemetingen om de as van de parabool draaibaar is.

De antennemeetwagen is aan de rand van een dal opgesteld op ca. 1200 meter afstand van de Watertoren en op ca. 15 meter hoogte boven het dal. (fig. 4)

Bij aftasting van het veld ter plaatse van de testantenne bleek dit nog 0,25 à 0,5 dB te varieren, afhankelijk van de hoogte·

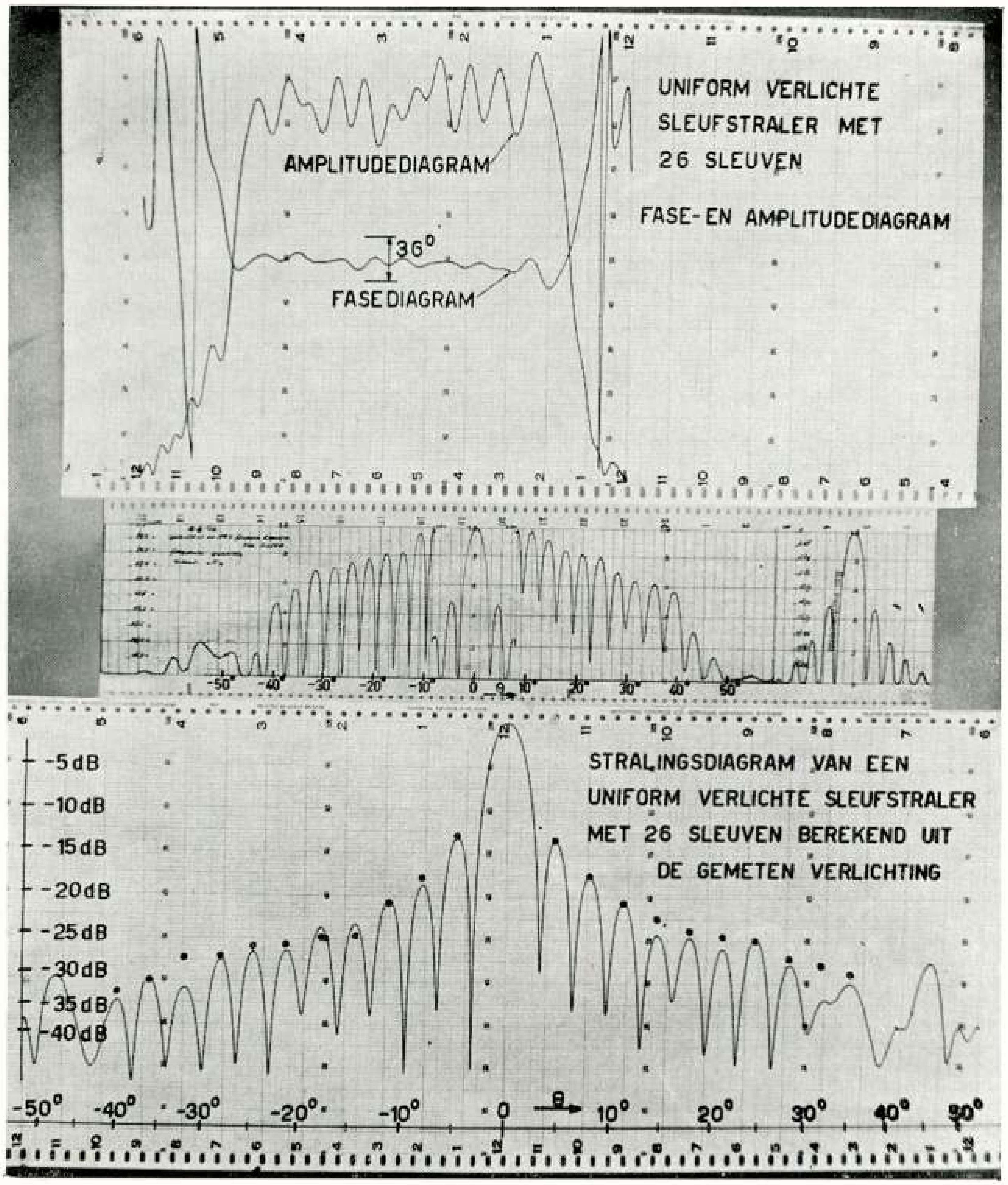


Fig. 5

Gemeten verlichting van een sleufstraler

Dit is niet voldoende uniform om de invloed van deze variaties van het veld op het gemeten stralingsdiagram te mogen verwaarlozen. Wij zullen nu zien dat het in vele gevallen echter mogelijk is betere resultaten te krijgen:

a) Als controle op het veld, waarin de testantenne gemeten wordt neemt men een horizontaal diagram op. Daarna draaien we de antenne in een vertikaal vlak over 180° en nemen weer een horizontaal diagram op. De oorspronkelijke asymmetrieën behoren nu in spiegelbeeld terug te komen. Zijn de afwijkingen klein dan zal het werkelijke stralingsdiagram door het gemiddelde van

beide metingen het beste worden benaderd. Zijn de verschillen groot dan geldt dit niet meer.

In dat geval gebruiken we de volgende methode.

b) Vooral voor antennes met waaiervormig bundelpatroon, zoals de slanke sleufstralerantenne, is deze meting geschikt. Is de horizontale bundelbreedte klein en de vertikale bundelbreedte vrij groot, dan zal hinder worden ondervonden van de aan de grond gereflecteerde straal. De vertikale draaiingsas van de antenne wordt nu met het boven in de mast aangebrachte tafeltje in de horizontale stand gekanteld, waardoor de antenne vertikaal langs de mast komt te liggen.

De polarisatie van de zender wordt over 90° gedraaid en de antenne wordt gericht door op maximaal signaal af te regelen. Door de antenne nu in een vertikaal vlak heen en weer te bewegen en de hoofdbundel (vertikaal) steeds boven de aarde te houden (de hoofdbundel ziet dan dus de grond niet meer) worden waarden van de bijbundels gemeten, die ongestoord zijn door het veld van de indirecte straal. De aan de andere zijde van de hoofdbundel (nu in het vertikale vlak) gelegen bijbundels worden gemeten nadat de antenne aan de andere zijde van de mast is gebracht.

De antennemeetwagen heeft een mechanische aandrijving van de vertikale as en een hydraulische aandrijving voor de kanteling van het grote meetplateau en het kleine meettafeltje boven in de mast.
Het ontvangen signaal wordt kwadratisch gedetecteerd en in een afgestemde versterker op het vereiste niveau gebracht om een penschrijver aan te drijven.
Voeding geschiedt uit accu's, zodat geen storingen optreden. De versterker kan naar keuze een lineair of logaritmisch verband tussen in- en uitgangssignaal geven. Hoekmetingen kunnen zeer nauwkeurig worden uitgevoerd met een theodoliet.
Voor zeer grote antennes is de beschreven methode onbruikbaar en moet dus met kleinere nauwkeurigheid genoegen worden genomen. Metingen bij zeer laag bijbundelniveau (-50/60 dB) worden onbetrouwbaar door omgevingsreflecties. Een veel hogere opstellingsplaats zou de oplossing kunnen bieden. Bij nog lagere niveau's worden we beperkt door de antennetemperatuur die bij ca. -60/-80 dB niveau een rol gaat spelen. De ijking van het uitgangssignaal van de versterker geschiedt door detector en ver-

sterker in een opstelling met een geijkte verzwakker en signaalgenerator periodiek te meten. De verschillen tussen opeenvolgende ijkingen zijn gewoonlijk klein.

De *fout* in de meting van het stralingsdiagram bedraagt naar schatting in afhankelijkheid van het niveau waarop gemeten wordt:

– 20 dB niveau c.a. ± 0,5 dB
– 30 dB niveau c.a. ± 1 dB
– 40 dB niveau c.a. ± 2 dB

Dit gedeelte wordt besloten met enkele diagrammen die laten zien tot welke resultaten de hierboven geschetste meetmethoden kunnen leiden.

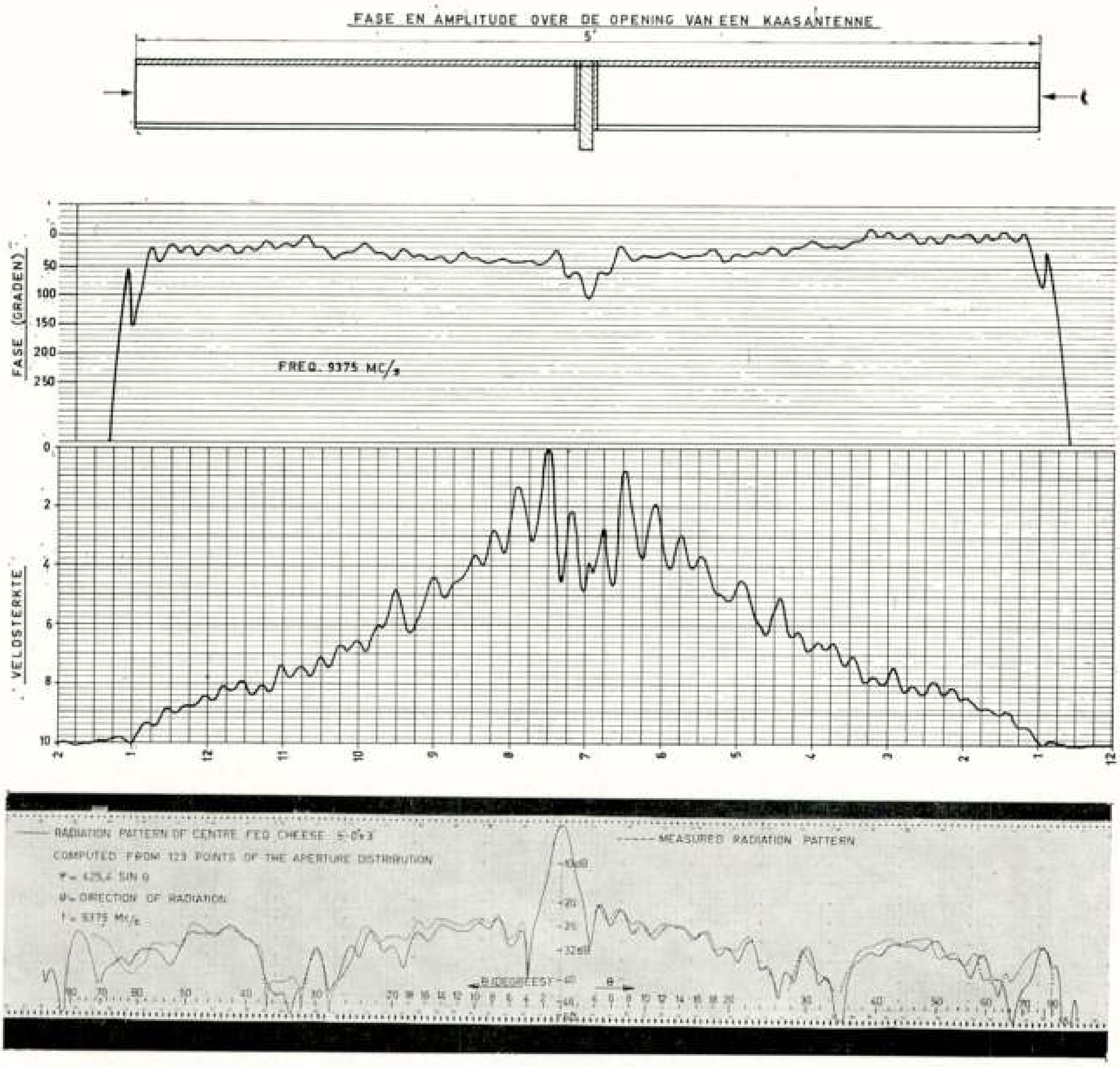


Fig. 6

Metingen aan een kaasantenne

Fig. 5 toont de gemeten verlichting (ampl.-fase) van een sleufstraler met 26 sleuven en uniforme verlichting. Het uit dit gegeven berekende stralingsdiagram is erbij afgebeeld. De cirkeltjes duiden de waarden aan van de door de directe meting van het stralings-

diagram verkregen bijbundelmaxima. Het gemeten stralingsdiagram is eveneens afgebeeld.

N.B. De uniforme verlichting heeft zoals bekend optimale eigenschappen t.a.v. „gain" en bundelbreedte. Deze verlichting kan met reflector en lens-antennes niet gerealiseerd worden!

Fig. 6 toont dezelfde serie metingen aan een kaasantenne. De metingen zijn afkomstig van de *Engelse Admiralty*, die ons verzocht het stralingsdiagram uit de gegeven amplitude-fase verdeling te berekenen. Het blokkeringseffect van de hoorn is goed te zien, de overeenstemming is vrij goed.

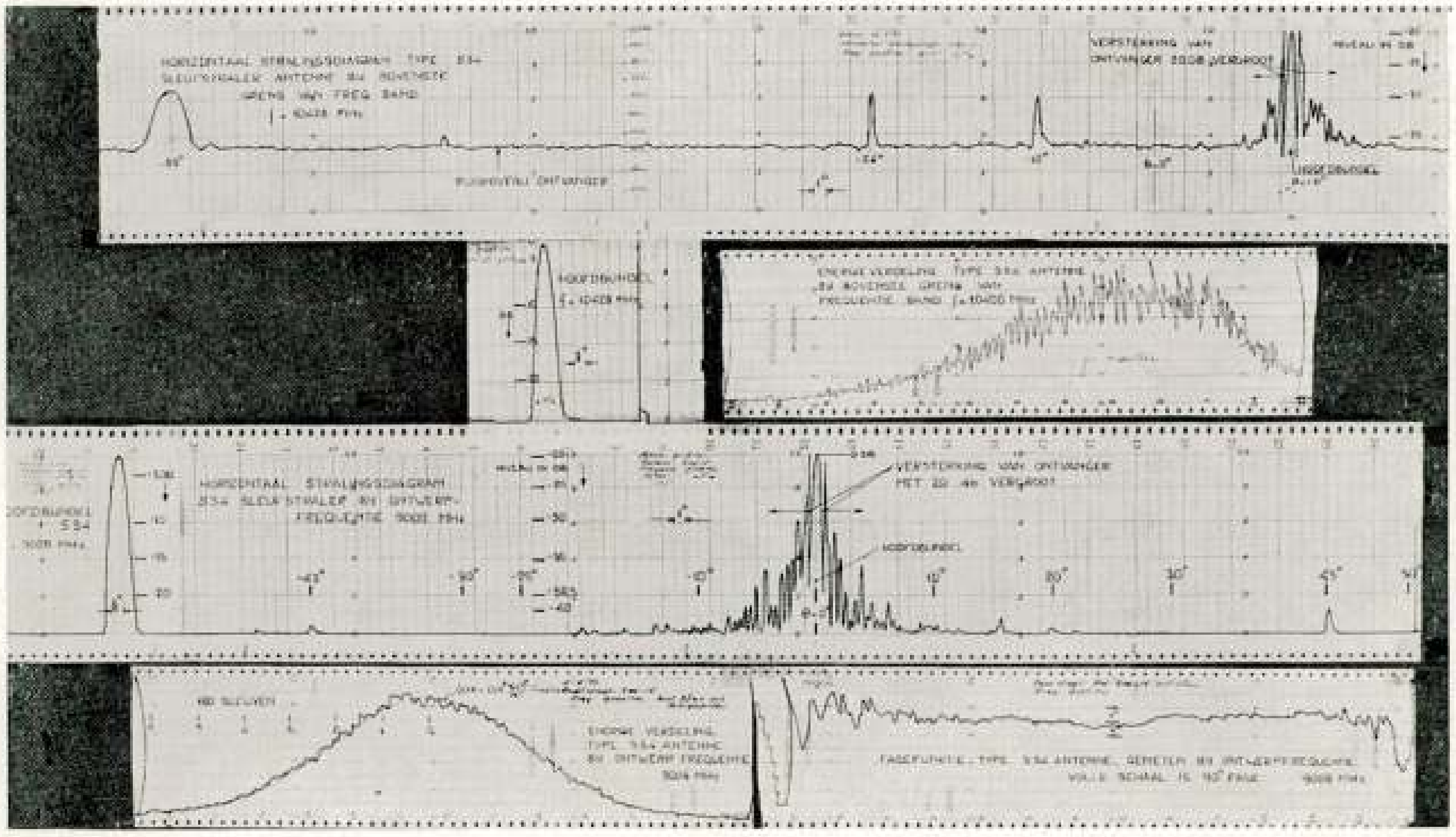


Fig. 7

Aan het einde gevoede sleufstraler

Het diagram, fig. 7, is afkomstig van een aan het einde gevoede sleufstraler met 180 sleuven. De antenne werd ontworpen voor een bijbundelniveau van -32 dB en bleek zowel op de ontwerpfrequentie als in een brede band daaromheen (18%) bijbundels te bezitten die overal onder -30 dB bleven.

Tevens geeft de figuur het gedrag van de antenne bij hoge frequenties aan het einde van de bruikbare band. De verlichting toont oscillaties die een aanwijzing vormen dat secundaire buigingsspectra of „grating lobes" gaan optreden ten gevolge van het feit dat de afstand tussen de sleuven de golflengte gaat naderen.

De „grating lobes" kunnen voor het gebruikte type sleufstraler worden berekend uit de formule:

$$\sin \Theta = \frac{\lambda}{\lambda_g} - n \frac{\lambda}{2d} \text{ waarin } n \text{ een geheel getal is.}$$

De berekening levert voor:

$n = 1$ de hoofdbundel $\Theta = +11°$

$n = 2$ de eerste sec. bundel $\Theta = -24°$

$n = 3$ de tweede sec. bundel $\Theta = -90°$

3. Versterkingsfactor („Gain")

De $G = \dfrac{4\pi |E_0|^2}{\iint |E|^2 \, d\,\Omega}$ wordt het eenvoudigst gemeten m.b.v. een „Gainstandaard". Dit is een hoorn met nauwkeurig bekende afmetingen, waarvan de versterkingsfactor berekend kan worden. Ter controle kan dan m.b.v. 3 identieke hoorns de berekende waarde door meting geverifieerd worden. De meting berust op een substitutie methode. De standaard wordt op de plaats van de te meten antenne aangebracht en de uitslag van de meter van de ontvanger genoteerd. Daarna wordt de antenne weer op de ontvanger aangesloten en het verschil in dB's ten opzichte van de vorige uitslag afgelezen. Het positieve of negatieve verschil wordt bij de bekende gain van de standaard opgeteld. De nauwkeurigheid van de meting hangt af van de variaties in het vereiste uniforme veld ter plaatse van de gemeten antenne. Indien de afstand zender-ontvanger onvoldoende is moet het gain getal nog met een factor gecorrigeerd worden. Deze factor is $\dfrac{1}{0{,}94}\, G_{gem.}$ als de afstand $R = \dfrac{D^2}{\lambda}$ en $1/0{,}99\; G_{gem.}$ als $R = \dfrac{2D^2}{\lambda}$.

De gain kan ook door een numeriek integratieproces uit het bekende 3-dimensionale stralingsdiagram bepaald worden, doch dit is bijzonder gecompliceerd.

4. Impedantiemetingen

Impedantiemetingen aan antennes zijn van belang, omdat de ontwerper van de zender eisen stelt aan de maximale reflectie van de antenne, in verband met het „long line"-effect, waardoor de zendbuis instabiel kan worden. Bovendien betekent een reflectie altijd energieverlies en dit moet natuurlijk ook vermeden worden. Bij antennes met gebalanceerde ingang (duplexer) kan bovendien de balans verstoord worden door het optreden van reflecties in de antenne.

Op het NRP worden 3 methoden gebruikt om bedoelde reflecties te meten:

a) SGV meting m.b.v. een z.g. *staande golfindicator*. Deze methode is, hoewel nauwkeurig, omslachtig en tijdrovend.

b) M.b.v. een automatische impedantie- of smith-plotter. Deze geeft in het complexe vlak de impedantie weer als functie van de frequentie. Dit is voldoende om te beoordelen of een bepaalde zendbuis goed zal functioneren met de onderzochte antenne. De nauwkeurigheid, die dit bij het NRP ontwikkelde instrument thans bezit is 1% bij zeer kleine reflecties en 4% bij zeer grote reflecties.

Wij verwachten de nauwkeurigheid nog verder op te kunnen voeren. Elektronische meetmiddelen maken het mogelijk de bereikte nauwkeurigheid ook werkelijk tot zijn recht te doen komen ten dienste van het ontwikkelen van onderdelen en antennes. Het impedantie gedrag van sleufstralers hangt af van reflecties van vele elementen, waarvan de vektoriële som bijzonder snel varieert als functie van de frequentie.

Deze impedantiefunctie is bij het ontwerpen van een sleufstraler eveneens uit te rekenen met de rekenmachine onder (1) beschreven.

c) Bij een willekeurige antenne is het niet mogelijk om uit het gevonden impedantie gedrag de plaatsen en grootten der individuele reflecties aan te wijzen. Daarvoor dient een andere methode bij het NRP ontwikkeld.

Hiertoe wordt een betrekkelijk breed frequentiespectrum B, (zo breed dat een voldoende oplossend vermogen $\frac{1}{B}$ voor het scheiden der individuele reflecties wordt verkregen) éénmaal via een vertragingslijn en andermaal via de te onderzoeken antenne aan een correlatorschakeling toegevoerd.

Bij gelijke weglengten van enerzijds de vertragingslijn en anderzijds van de uitgangsflens naar het reflectiepunt en terug, treedt maximale correlatie van beide signalen op en kan de equivalente lijnlengte van de vertragingslijn worden afgelezen. Het aardige van deze methode is dat storingen van reflecties van andere objecten in de transmissielijn of in de lucht weinig of geen invloed hebben, en dat niet zoals bij het gebruik van heel korte impulsen, *zeer breedbandige* versterkers en oscillografen nodig zijn. Het oplossend vermogen van dit bij 9 GHz gebruikte instrument is ca. 30 cm.

In fig. 8 ziet U een voorbeeld van aanpassen van een paraboloïdeantenne door middel van vertex-aanpassing. In de eerste

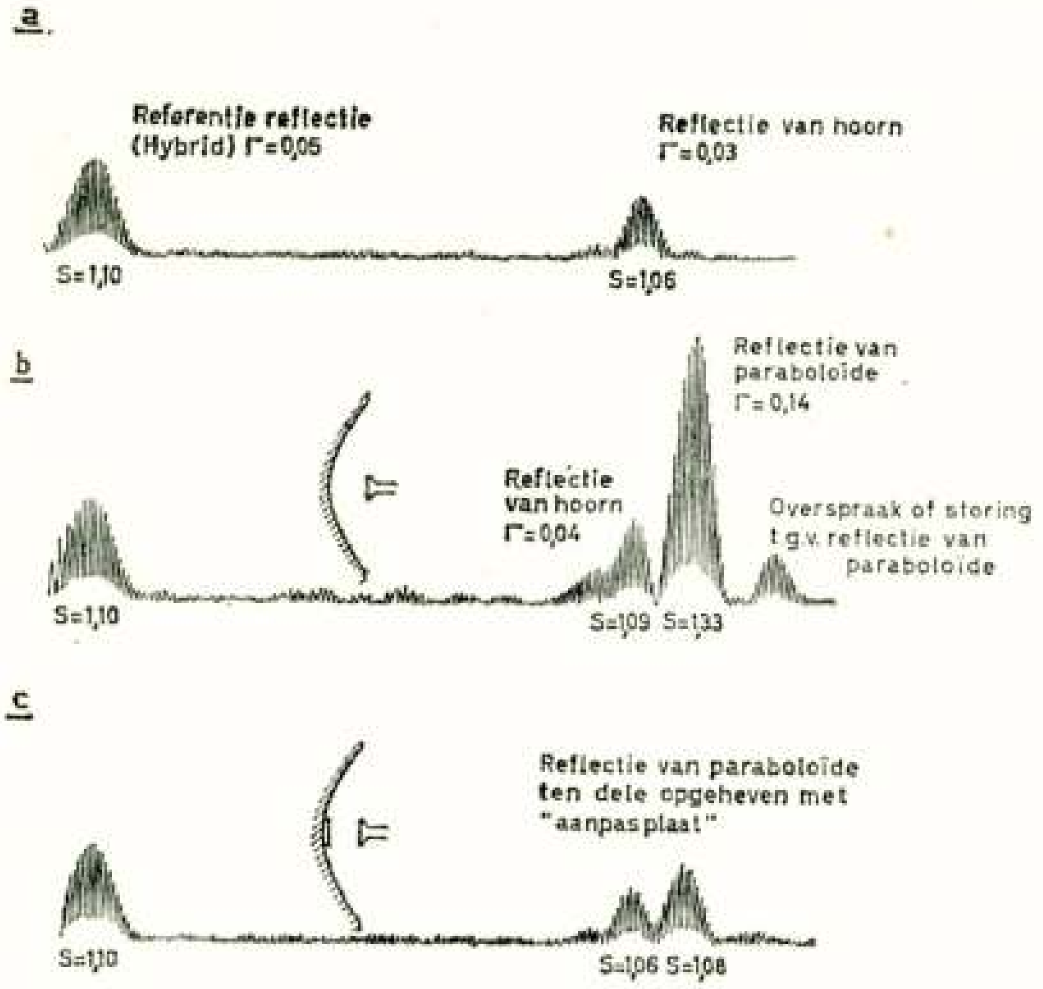


Fig. 8
Aanpassen van paraboloïde-antenne met behulp van de correlatiemethode bij 9000 MHz. Spectrumbreedte 1000 MHz

figuur a is een referentiereflectie afgebeeld van een vertakkingshybride en meer naar rechts de reflectie van een hoorn.

In de tweede figuur b ziet U behalve de reflectie van de hoorn ook de reflectie van van de paraboloïde als de hoorn in het brandpunt daarvan geplaatst wordt.

In de derde figuur c is afgebeeld wat er gebeurt indien in de paraboloïde met een diameter van 1,20 m. een plaatje met een diameter van 110 mm. op 17 mm. voor het paraboloïde oppervlak concentrisch met de as van de paraboloïde wordt aangebracht. De reflectie van de paraboloïde is grotendeels gecompenseerd.

Tevens is te zien dat deze compensatie over de gehele gebruikte band effectief is. Deze methode van meten is vooral uiterst nuttig, als gecompliceerde antennes met veel reflectiepunten in lange voedingslijnen bekeken moeten worden. Elke reflectie kan worden gelokaliseerd en worden geëlimineerd of plaatselijk worden aangepast. Zoiets is met de smith-plotter niet mogelijk. Daarentegen geeft deze methode slechts een gemiddelde reflectiecoëfficient over de gehele band van het frequentiespectrum. De fijnstructuur die de figuren laten zien geven echter ook nog informatie over het complexe gedrag van de reflecties.

5. Polarisatie

Indien in het brandpunt van de zendparaboloïde een hoorn- of dipoolstraler is aangebracht, die om zijn eigen as kan ronddraaien, kan bij elke stand van de te onderzoeken ontvangantenne de polarisatie in die richting van haar stralingsdiagram worden bepaald. Deze kan lineair, circulair, of het meest algemeen elliptisch zijn. De ligging en „axial ratio" van de polarisatie-ellips zijn te

bepalen door de zenderhoorn of dipool langzaam rond te draaien en als functie van zijn stand het signaal uit de nu stilstaande ontvangantenne te noteren. De axial ratio van de gemeten figuur stemt overeen met de axial ratio van de polarisatie-ellips en de ligging van de hoofdassen eveneens. Alleen de draaiingszin van het elliptisch gepolariseerde veld ontbreekt nu nog. Daarom kan men soms beter 2 helix-antennes gebruiken met tegengestelde wikkelzin. Immers uit 2 tegengesteld draaiende circulaire polarisaties zijn ook weer alle andere polarisaties samen te stellen. (Zie ook 6)

6. „Contour-cutting" als meetmethode

Nadat in het voorgaande een overzicht is gegeven van enige metingen die voor het gesprek: gebruiker-ontwerper van belang zijn, zij tenslotte een meetmethode beschreven, die de ontwerper van een nieuw type reflector-antenne zich ten nutte kan maken tijdens de ontwikkelingsfase.

De methode is instructief en maakt de theorie die aan het ontwerp ten grondslag ligt, bijna tastbaar.

Zoals we gezien hebben wordt de vorm van het stralingsdiagram bepaald door de verlichting van de antenne-opening. Bij het praktische onderzoek naar dit verband staan twee wegen open om de gewenste verlichting te bereiken.

Enerzijds kunnen we een rechthoekige antenne-opening kiezen en de gewenste verlichting, in bijvoorbeeld horizontale richting, aanbrengen door een bijpassende intensiteitsverdeling over de opening te realizeren.

Dit wordt bij het ontwerp van een antenne gewoonlijk gedaan.

Anderzijds kunnen we de antenne met een uniforme intensiteitsverdeling verlichten en de contour van de antenne overeenkomstig de amplitudeverdeling kiezen („contour cutting").

Dit wordt in de praktijk niet toegepast, daar dan te veel energie aan de omtrek van de antenne verloren gaat.

Opmerking: Beide methoden worden soms enigszins gecombineerd, zoals bij reflector antennes met ellipsvormige contour.

Voor het doel van dit experiment is het energieverlies echter niet van belang en is het is dus mogelijk te demonstreren, dat beide methoden tot hetzelfde stralingsdiagram kunnen leiden (7).

Wij maken daarbij gebruik van een vlakke spiegel, die op voldoende grote afstand $\left(> 2\,\frac{D^2}{\lambda}\right)$ van een zender-ontvanger-

combinatie om haar as wordt rondgedraaid en die volgens de gewenste contour (= amplitudeverdeling) is uitgesneden. De ontvanger registreert nu een stralingsdiagram, als functie van de draaiingshoek van de spiegel, dat vrijwel identiek is met het stralingsdiagram van een *antenne* met rechthoekige opening en een amplitudeverdeling gelijk aan de contour van de spiegel.

Er is slechts een verschil in de gemeten hoeken. Door het bekende vergrotingseffect van de draaiende spiegel, dienen de gemeten hoeken nog verdubbeld te worden.

Daar nu, volgens de verwachting, een vlakke spiegel overeenkomt met een constante fase van de verlichting, is het gewettigd te veronderstellen, dat een spiegel, die bovendien nog geprofileerd is een fasefunctie volgens het diepteprofiel zal opleveren.

Dit blijkt inderdaad het geval te zijn als voor de profieldiepte genomen wordt:

$\delta = \frac{\psi . \lambda}{4}$ waarin ψ = gewenste fase ter plaatste gerefereerd aan een fase $\psi = -0$ bijv. in het midden van de spiegel.

Het is nu ook mogelijk asymmetrische stralingsdiagrammen zoals de cosec ^{2} Θ-functie te realiseren.

Bovendien kunnen wij de in ref. 3 theoretisch aangegeven methode om eenzelfde stralingsdiagram uit totaal verschillende verlichtingen te genereren, hiermede praktisch ondersteunen.

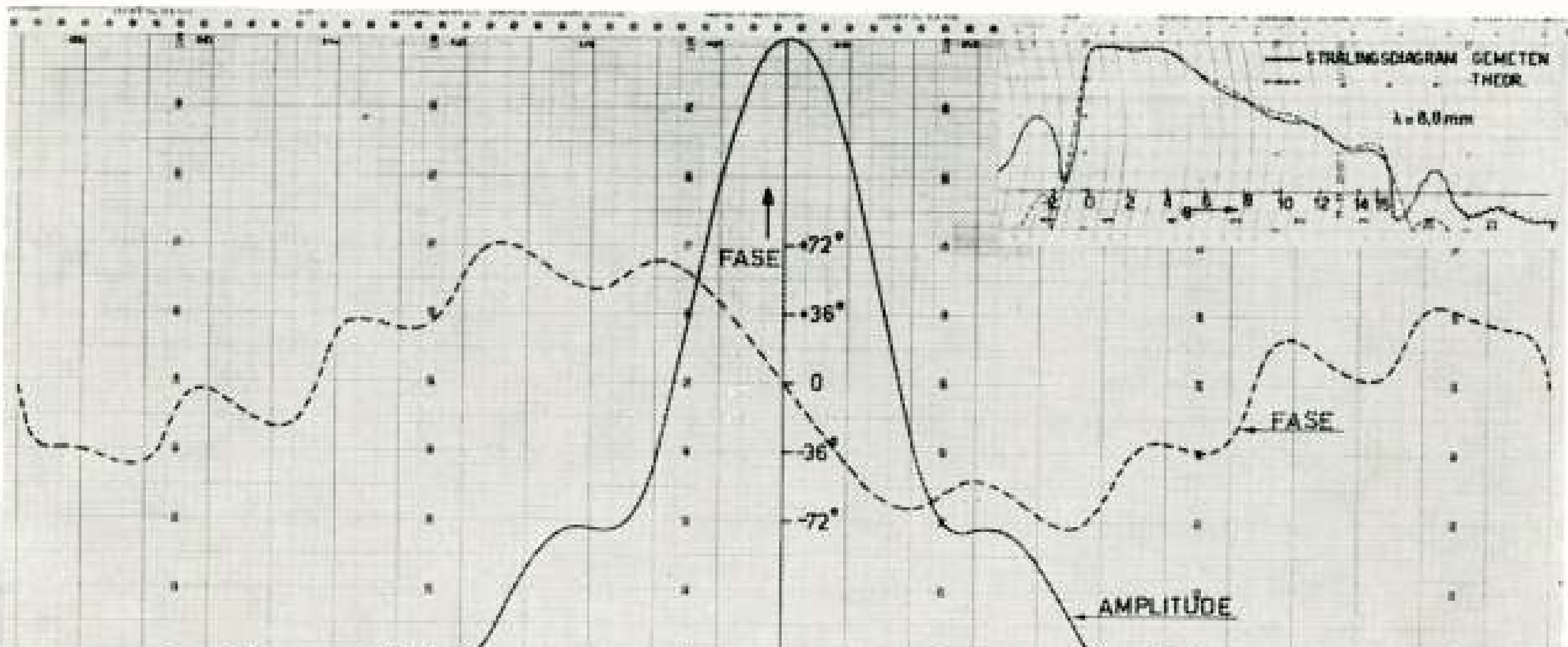


Fig. 9

Antisymmetrische verlichting van antenne met cosec. Θ-stralingsdiagram

Figuur 9 laat de in genoemde referentie gegeven amplitude-fase functie zien, aangebracht op een spiegelplaat d.m.v. „contour-cutting" en profileren. Het is een symmetrische amplitude functie,

die tezamen met een antisymmetrische fase functie een berekend $cosec^2$-patroon oplevert. Het berekende en gemeten stralingsdiagram zijn beide afgebeeld.

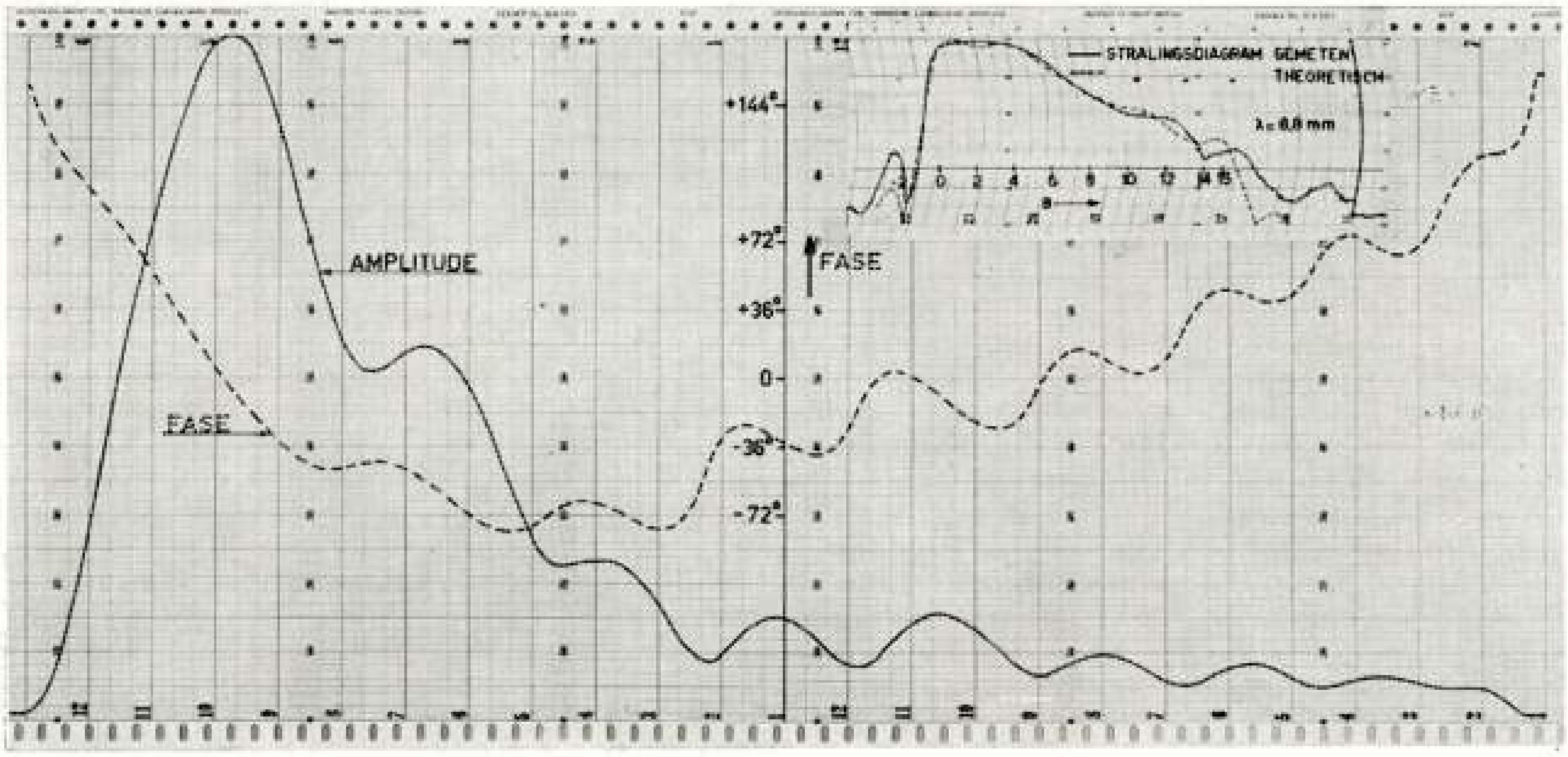


Fig. 10

Asymmetrische verlichting van antenne met hetzelfde stralingsdiagram als de antenne van fig. 9

Figuur 10 toont een aan genoemde referentie ontleend voorbeeld van een amplitude en fasefunctie die beide asymmetrisch zijn, doch hetzelfde stralingsdiagram zouden moeten opleveren als volgens fig. 9. De stralingsdiagrammen spreken voor zichzelf.

Figuur 11 is een foto van beide geprofileerde spiegels.

Demonstraties tonen aan, dat de gebruikelijke methode om een $cosec^2$-patroon op te wekken door middel van een 3-dimensionaal gekromd reflector oppervlak, met vrucht vervangen kan worden door een cilindrische reflector met relatief ondiepe profilering in de coördinaatrichting van de cilinderas.

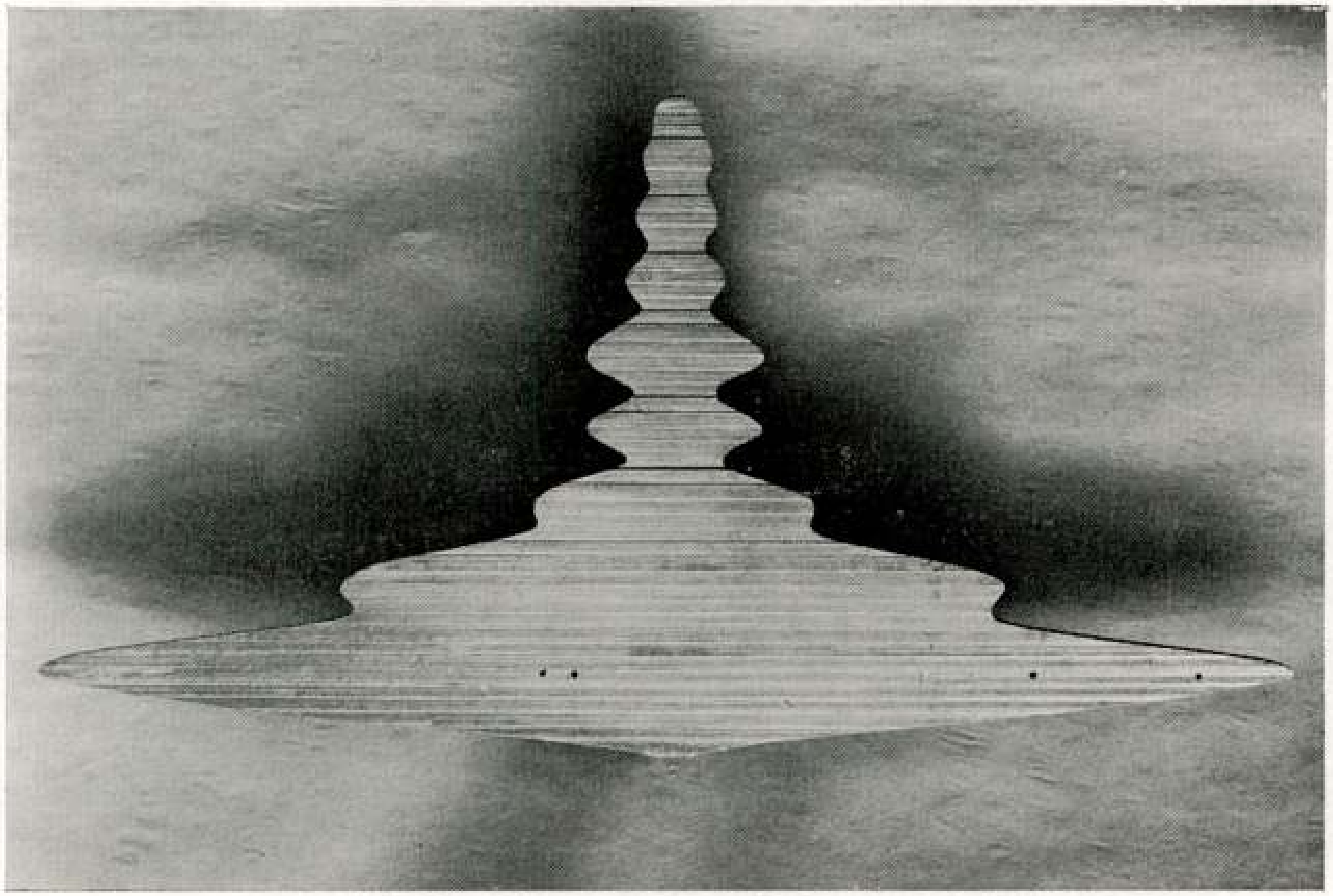


Fig. 11a

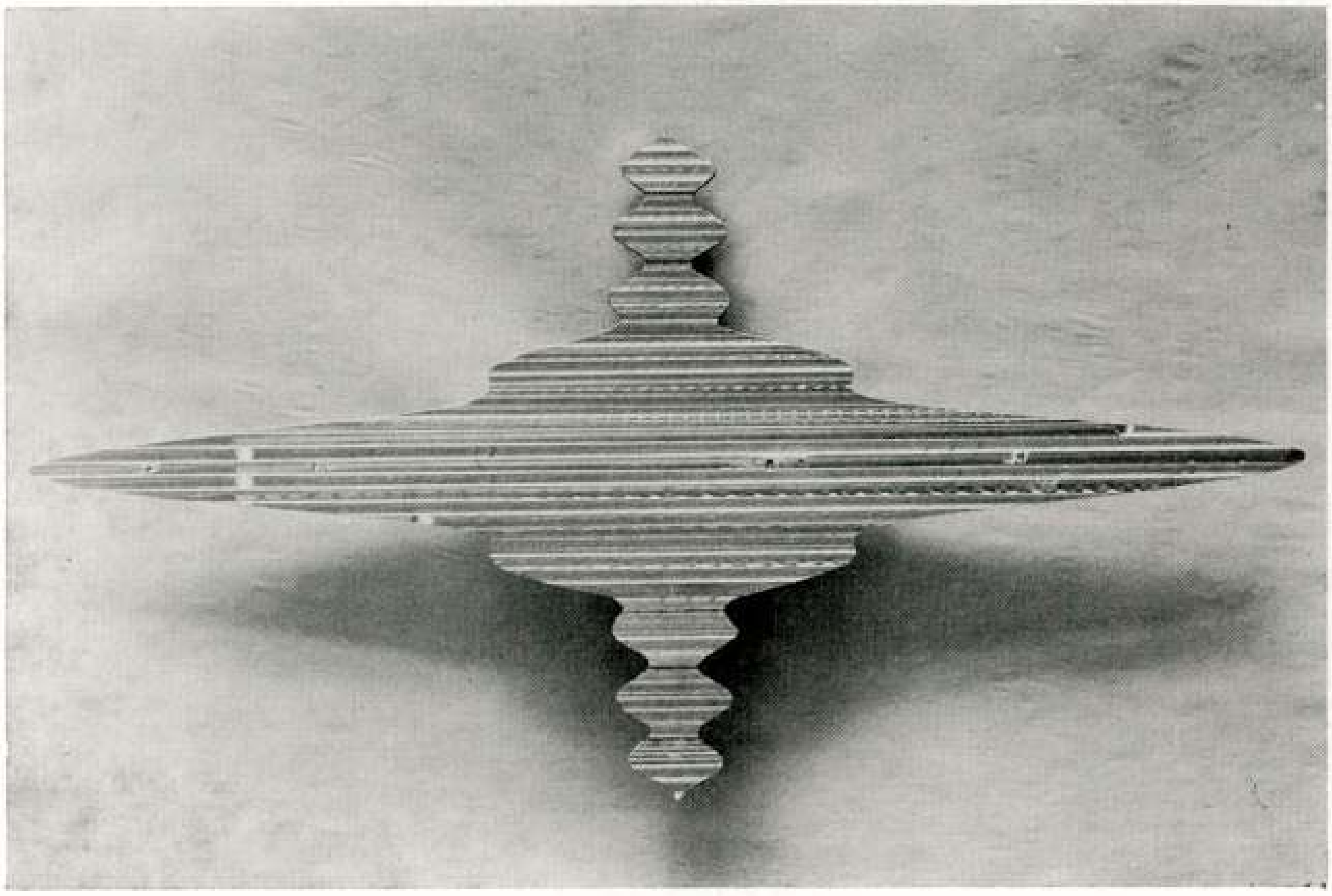


Fig. 11b

De geprofileerde spiegels behorende bij de figuren 9 en 10

BIBLIOGRAFIE

1) Proc. I.E.E., vol 108, Part B, no. 42, Nov. '61, p. 635.
"The prediction of aerial radiation patterns from near field measurement".
J. Brown and E. V. Jull.

2) Marconi Review, vol. 9, 1946 and vol. 10, 1947.
"Fourier transforms in aerial theory".
J. F. Ramsay.

3) Proc. Congrès Int. Circuits et Antennes Hyperfréquences, Paris 21-26 Oct. 1957.
L'Onde Electrique, 38e année no. 376, Tome I, p. 8.
"The evaluation of diffraction problems in aerial theory by means of an analyser for complex and Fourier series".
J. A. Hammer.

4) Proc. Congrès Ing. Circuits et Antennes Hyperfréquences, Paris 21-26 Oct. 1957, Tome II, p. 804.
"An automatic phase plotter for use in the near field of microwave aerials".
E. Goldbohm.

5) Tijdschrift Ned. Radio Genootschap, Maart 1952.
„Overwegingen bij antennemetingen in het microgolfgebied".
Ir. J. M. G. Seppen.

6) Mc GrawHill 1950.
"Antennas" by John D. Kraus, p. 481 e.v.

7) Fernmeldetechnische Zeitschrift, Heft 10, Oktober 1954, 7. Jahrg., pp. 498-510.
„Flächerstrahler mit kleinen Nebenmaxima".

Zendantennes voor omroep en televisie

door P. H. Boukema *)

1. Inleiding

Het gebied der zendantennes voor omroep en televisie, waarover deze bijdrage handelt, is dermate uitgebreid dat in het kader van dit symposium een rigoureuze beperking vereist is.

Gezien de snelle ontwikkeling van de televisie, vooral in het laatste decennium, ligt het dan eigenlijk voor de hand speciaal de aandacht te richten op de TV-zendantenne en het daarmee samenhangende probleem van het „verzorgingsgebied'' van een TV-zender.

Het frequentiegebied boven 40 MHz werd pas na de tweede wereldoorlog aan de geluidsomroep en de televisie toegewezen. „The international telecommunication convention and radio communications regulations, Atlantic City 1947'' en de veel later daarop gevolgde aanvulling (Genève 1959) leidden voor Europa tot de volgende indeling van dit frequentiegebied:

41 – 68 MHz	(Band I)	Televisie
87,5 – 100 MHz	(Band II)	Geluidsomroep (FM)
164 – 223 MHz	(Band III)	Televisie
470 – 960 MHz	(Band IV/V)	Televisie.

In het laatste gebied wordt het gedeelte dat ligt tussen 582 en 606 MHz met andere diensten gedeeld, maar in Nederland zal hiervan voor de televisie in het geheel geen gebruik worden gemaakt. Men noemt nu het eerste deel, dat loopt van 470 tot 582 MHz, wel Band IV en het gedeelte tussen 606 en 960 MHz Band V, doch meestal wordt het gehele gebied aangeduid met Band IV/V, waarin dan de smalle band tussen 582 en 606 MHz ook begrepen is.

De toewijzing van de kanalen in de Banden I t/m III aan de verschillende Europese landen vond plaats te Stockholm in 1952 (European Broadcasting Conference) en die van de kanalen in Band IV/V op de tweede conferentie te Stockholm in het jaar 1961. De laagste frequentieband, waarin slechts drie bruik-

*) Centrale Directie P.T.T., afdeling Omroep en Televisie, Den Haag.

bare televisiekanalen zijn ondergebracht, was al vóór 1952 door verschillende landen in gebruik genomen. Men had toen nog weinig ervaring opgedaan met televisie op hogere frequenties. Aan Nederland werd in 1952 voor het televisiestation Lopik, dat reeds in 1951 met experimentele uitzendingen was begonnen, kanaal 4 in Band I toegewezen. Dit kanaal bleek al spoedig het meest geschikte kanaal in deze band te zijn omdat het nog het minst werd gestoord door buitenlandse TV-zenders. Als gevolg van ionosferische propagatie (sporadische *E*-laag) kunnen n.l. juist de zeer ver afgelegen TV-zenders, speciaal in deze band, soms ernstige storingen veroorzaken.

Aan onze TV-zenders Smilde, Markelo, Roermond en Goes werden respectievelijk de kanalen 6, 7,5 en 7 in Band III toegewezen. De storingen, die in deze band uitsluitend ten gevolge van abnormale troposferische propagatie kunnen optreden, zijn van veel minder ernstige aard, mede als gevolg van het feit dat bij de kanalenverdeling met dit verschijnsel rekening kon worden gehouden. De storingen die van ionosferische aard zijn, doen zich n.l. gelden op zodanig grote afstanden, dat daarmee bij de kanalentoewijzing geen rekening kon worden gehouden.

2.1 TV-zendantenne

De antennes van de Nederlandse televisiezenders zijn alle in principe gelijk van constructie. Ze zijn opgebouwd uit horizontale dipolen, waarvan er 8 zijn samengevoegd tot een zogenaamd paneel*) waarop hierna uitvoeriger zal worden teruggekomen. Vier van deze panelen, die we een groep zullen noemen, zijn op gelijke hoogte zodanig rondom de verticale drager aangebracht, dat het horizontale stralingsdiagram zoveel mogelijk de cirkelvorm benadert. Men spreekt hier van rondstraalantennes in tegenstelling tot die, waarbij aan de vorm van het diagram andere eisen worden gesteld. De bundeling in het verticale vlak wordt verkregen door vier groepen boven elkaar te plaatsen. Een antenne, die op deze wijze is samengesteld uit 16 panelen, elk met 8 dipolen, dus in totaal bestaande uit 128 dipolen, geeft gemiddeld een ongeveer 10-voudige „winst" t.o.v. een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool. De bundelbreedte, gemeten tussen de 3 dB punten bedraagt ongeveer 6,5°. De afwijking van de cirkelvorm behoort de waarde van 2 dB niet te overschrijden. Hoewel het in principe mogelijk is een nog grotere winst te bereiken dan een factor 10, ziet

*) In het Duits „Achterfeld".

men er bij de antennes voor de banden I en III om praktische redenen meestal van af. Bij de constructie van antennes voor de banden IV en V wordt de winst wel hoger opgevoerd en het aantal panelen dat men daartoe boven elkaar plaatst, bedraagt dikwijls zelfs 16, (winst 40 à 50).

Om redenen van bedrijfszekerheid worden voor de voeding van onze antennes twee coaxiale kabels gebruikt. De onderste helft van 8 panelen wordt door de ene kabel en de bovenste

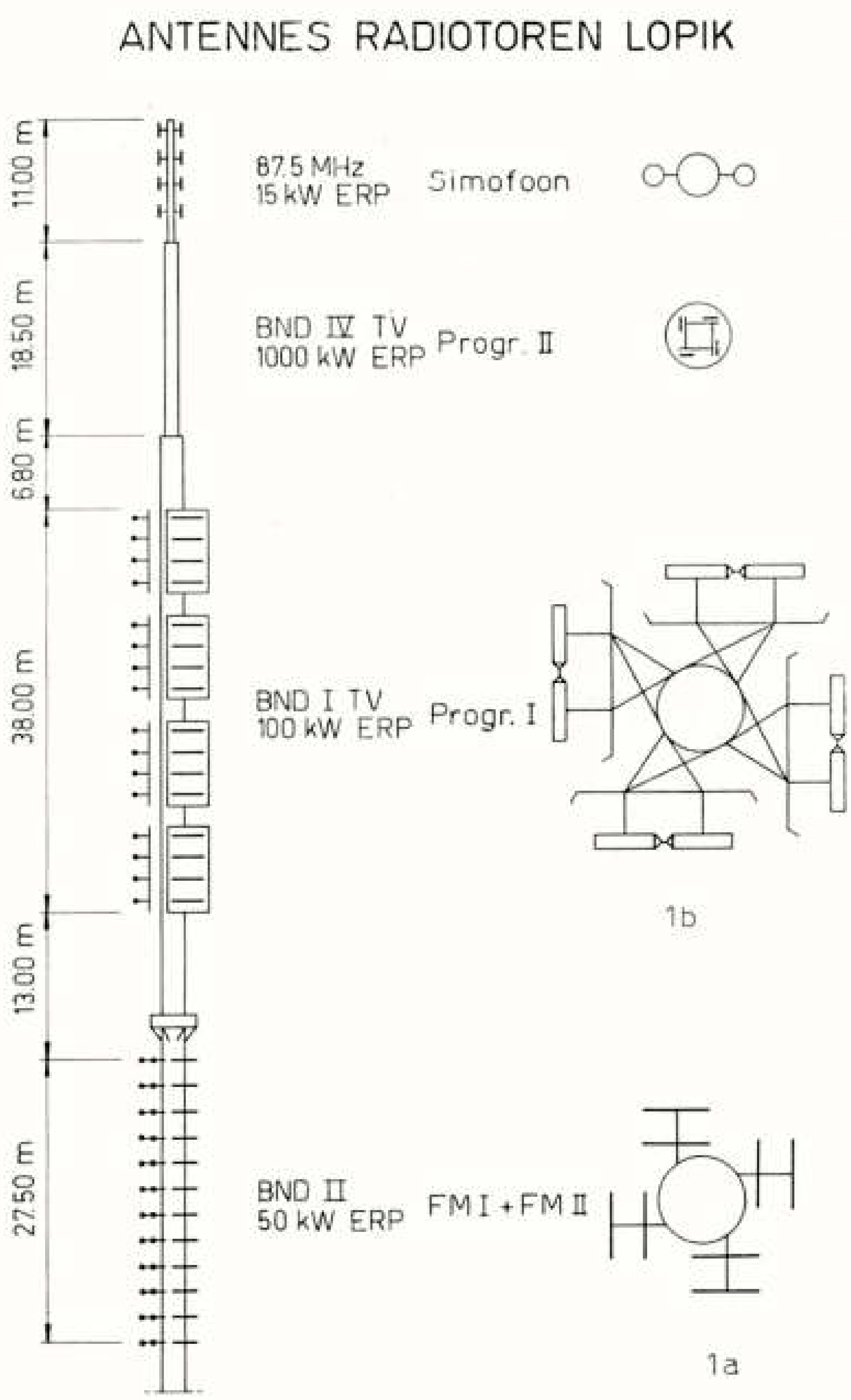


Fig: 1

helft door de andere gevoed. Deze kabels lopen parallel van de hoofdverdelers van de antenne naar de zender en dienen „elektrisch" even lang te zijn, daar beide antennehelften met gelijke fase moeten worden gevoed. De zender kan zowel op één der kabels, als op de parallelschakeling van beide worden aangesloten. Hierdoor wordt de mogelijkheid geschapen om, bij een

storing in een der antennes of in een der kabels, de uitzending na een korte bedrijfsonderbreking te kunnen voortzetten op het ongestoorde gedeelte. De veldsterkte is dan slechts 3 dB lager.

In figuur 1 is schematisch aangegeven hoe de verschillende antennes worden gedragen door de 250 meter hoge mast, die is geplaatst op de 100 meter hoge betonnen toren van het zendercomplex Lopik. Fig. 1c geeft een fotografisch overzicht van deze antennes. De opname werd gemaakt tijdens het hijsen van de ongeveer 10 ton wegende Band IV antenne constructie. De foto van fig. 2 laat zien hoe de panelen van de TV-antenne voor kanaal 4 (61-68 MHz) zijn samengesteld uit cilindrische pijpen, die de dipolen vormen. Ze zijn geplaatst op een afstand van $\frac{1}{4}\lambda$ vóór een als reflector dienend rooster. De wijze waarop twee in elkaars verlengde liggende dipolen worden gevoed, blijkt uit figuur 3. De energie wordt door middel van een coaxiale kabel aan de binnengeleider toegevoerd op een zodanig gekozen punt, dat aanpassing aan de kabelimpedantie wordt verkregen. In het midden, bij de open uiteinden van de pijpen, zal op de binnengeleider een stroombuik optreden. Door de hiermee samenhangende diëlektrische verschuivingsstroom tussen de open uiteinden wordt de energie aan de ruimte buiten de geleiders overgedragen. De relatief grote diameter van de cilindervormige dipolen is noodzakelijk om te kunnen voldoen aan de eis, die wordt gesteld aan de bandbreedte; in verband hiermee moet echter een verkorting van de dipool van ruim 30% worden ingevoerd.

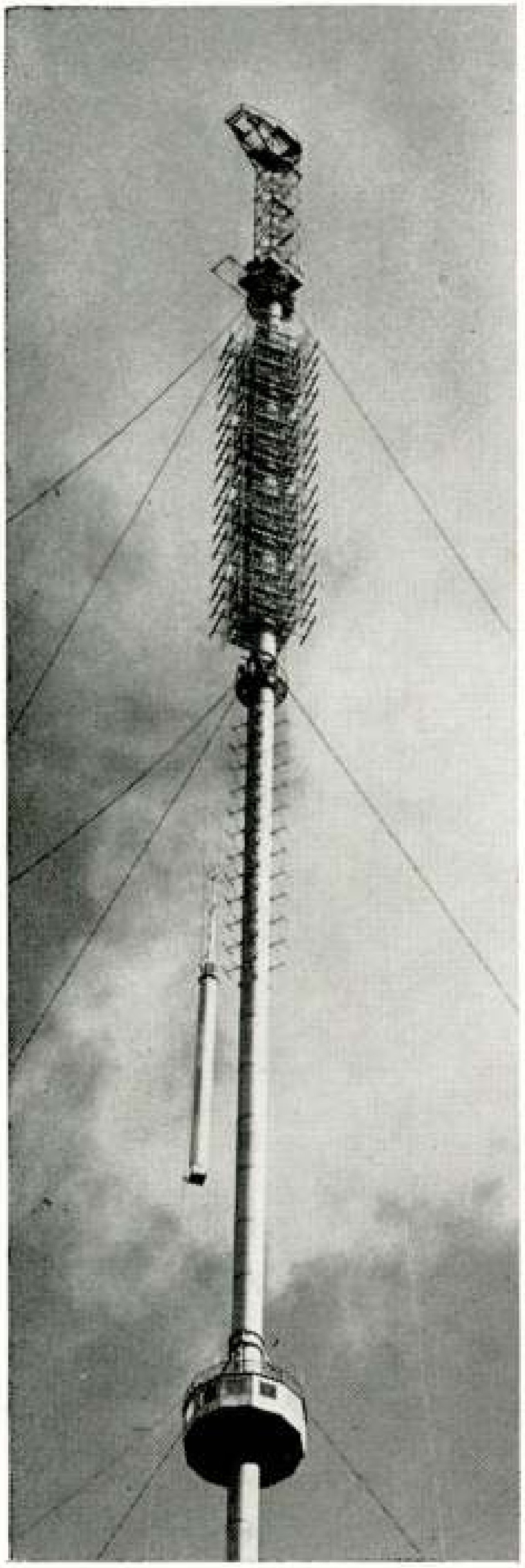


Fig. 1c

De voornaamste elektrische eigenschappen van het boven beschreven 8 dipolen-paneel voor kanaal 4 kunnen het beste worden gekarakteriseerd door de volgende gegevens:

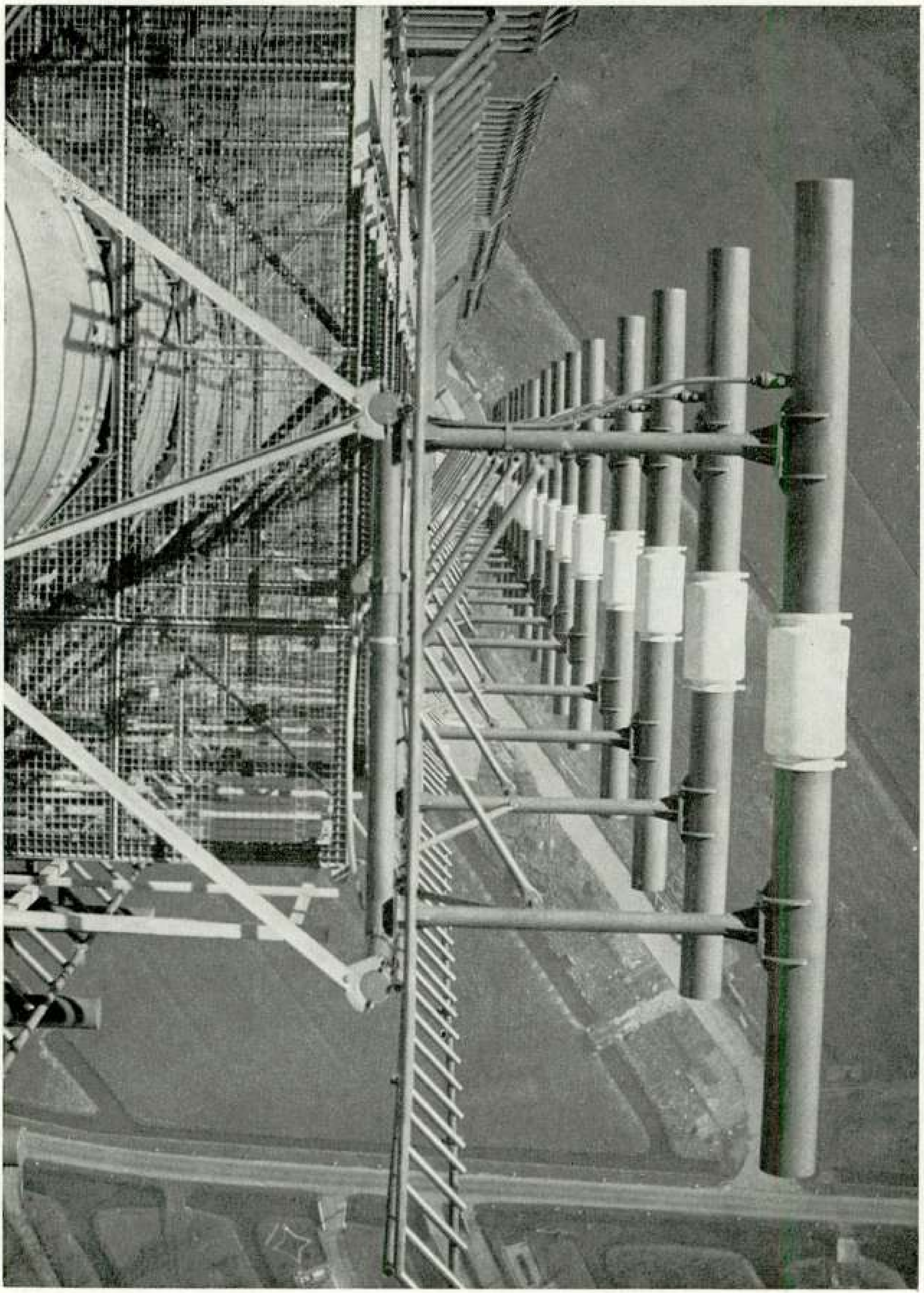


Fig. 2

Winst (t.o.v. een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool) in de hoofdrichting 10,8 dB, impedantie 60 Ohm, bandbreedte 61-68 MHz, en reflectiecoëfficiënt $< 2,5\ \%$.

Voor de banden III en IV/V hebben deze grootheden onge-

veer dezelfde waarden, echter met dit verschil dat de relatieve bandbreedte belangrijk groter is. Zo kan b.v. in Band III voor alle kanalen aan de eisen worden voldaan, evenals in de banden IV en V.

De asymmetrische opstelling van de panelen, die bij beschouwing

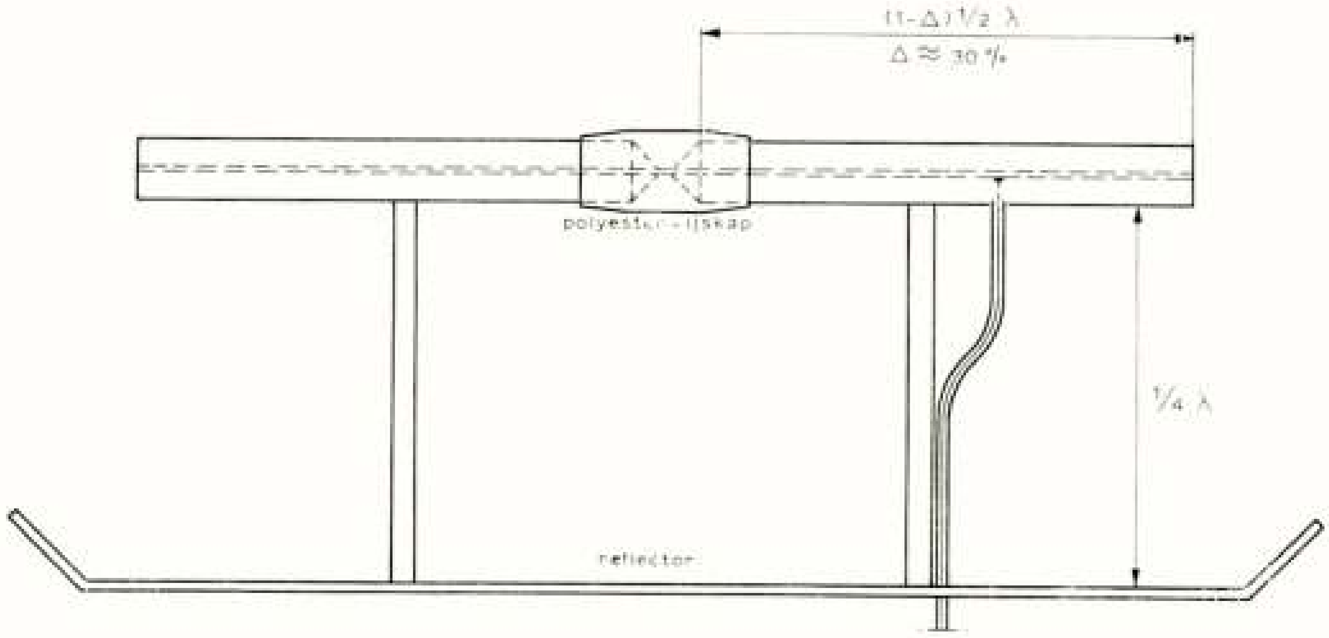


Fig. 3

van figuur 1b onmiddellijk opvalt, vereist nog enige toelichting. Wanneer vier *gelijkfasig* gevoede paneelantennes symmetrisch geplaatst zijn op de middens van de zijden van een vierkant, dan is het mogelijk een horizontaal stralingsdiagram te verkrijgen dat minima vertoont, waar de veldsterkte niet meer dan 4 dB kleiner is dan in de maxima. Ook is het mogelijk om bij deze configuratie de impedantie van de gehele antenne binnen de toleranties aan te passen aan die van de voedingskabel, al is het vaak heel moeilijk om voor alle kanalen in de band aan de eisen te voldoen. Impedantieveranderingen, die het gevolg zijn van weersinvloeden, zoals ijsafzetting enz., kunnen echter aanleiding geven tot overschrijding van de nog juist toelaatbare reflectiecoëfficiënt.

Een belangrijke vereenvoudiging van dit aanpassingsprobleem kan worden verkregen door te zorgen dat de impedantiefouten, $\Delta \overline{Z}$, van twee paneelantennes elkaar compenseren. Dit is namelijk mogelijk doordat deze fouten in absolute waarde ongeveer even groot zijn en ook ten naaste bij hetzelfde argument hebben (de antennes zijn immers zo goed mogelijk aan elkaar gelijk gemaakt en zijn steeds aan dezelfde weersinvloeden bloot gesteld). Door tussenschakeling van een z.g. $\frac{\lambda}{4}$-transformator kan nu $\Delta \overline{Z}$ van één der panelen over 180° in het complexe vlak

worden gedraaid, waaruit bij niet te grote afwijkingen een goede onderlinge compensatie resulteert.

Dit compensatieprincipe heeft de constructeur op elegante wijze verwezenlijkt door de bekabeling van een groep van 4 panelen zodanig uit te voeren, dat de 2e, 3e en 4e kabel resp. $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{2\lambda}{4}$ en $\frac{3\lambda}{4}$ langer zijn dan de eerste. Hierdoor ontstaat op het gemeenschappelijke voedingspunt van deze groep (groepsverdeler) een behoorlijke compensatie van de aanpassingsfouten. Met noemt deze wijze van voeden wel *draaiveldvoeding*.

Dat de fasedraaiing van de stromen in de deelantennes, die hiervan een gevolg is, een grote vervorming geeft van het horizontale diagram, is wel duidelijk. De gewenste compensatie hiervan wordt nu verkregen door de panelen over een bepaalde hoek om hun verticale as te draaien. Zij nemen dan de stand in, die is geschetst in figuur 1b.

2.2. *Meting en controle van de eigenschappen*

Allereerst moeten we ons ervan overtuigen dat de impedantie, in het gewenste frequentiegebied, binnen nauwe grenzen ligt. Een minder goede aanpassing van de meestal lange voedingskabel geeft namelijk bij televisie gemakkelijk aanleiding tot ontoelaatbare reflecties. De eenvoudigste manier om een kleine afwijking van de aanpassing aan de karakteristieke impedantie van de kabel te bepalen is wel de meting van de reflectiecoëfficiënt. De waarde ervan mag niet groter zijn dan 2,5% om te kunnen garanderen dat onder geen enkele omstandigheid op de beeldbuis van een ontvanger „de antenne te zien is".

Om op praktische en snelle wijze de reflectiecoëfficiënt te kunnen meten zijn op onze zendstations impulsflectometers aanwezig. Dit instrument bestaat o.a. uit een generator die een draaggolf met dezelfde frequentie als die van de TV-zender kan leveren. Deze draaggolf wordt in amplitude gemoduleerd met een periodieke impuls met een tijdsduur van 0,1 μs. Dit signaal, waarvan de periode ongeveer 20 μs bedraagt, wordt toegevoerd aan de ingang van de voedingskabel. Zowel het directe, als het aan de antenne gereflecteerde signaal worden nu door middel van een detector en een oscilloscoop zichtbaar gemaakt. De verhouding van de amplitudines, en daarmee de reflectiecoëfficiënt, kan met dit instrument nauwkeurig worden bepaald. Voor de periodieke controle van een antenne-instal-

latie is het voldoende om bovengenoemde meting uit te voeren.

Het stralingsdiagram, dat uiteraard van het allergrootste belang is, wordt meestal slechts éénmaal opgenomen. Na het installeren van een antenne wordt een groot aantal veldsterktemetingen verricht voor een éénmalige controle van de specificaties, waaraan de antenne op dit punt moet voldoen. De ervaring heeft namelijk geleerd dat zelfs bij de meest gecomplieeerde antennes een regelmatige bewaking van de reflectiecoëfficiënt ook voldoende garantie geeft voor de stralingseigenschappen, wanneer men zich er maar éénmaal van overtuigd heeft dat deze aan de gestelde eisen voldoen.

Het horizontale stralingsdiagram, dat de veldsterkte als functie van het azimut weergeeft, wordt opgenomen door veldsterktemetingen in het terrein. Men meet de veldsterkte met een $\frac{1}{2}\lambda$ ontvangantenne, die op enkele meters boven het aardoppervlak is opgesteld. Hierbij moet men echter bedenken dat deze veldsterkte de resultante is van de directe golf en de tegen het aardoppervlak en allerlei obstakels in het terrein gereflecteerde golven. Wanneer moet worden nagegaan of het stralingsdiagram aan de verwachtingen voldoet, is men eigenlijk alleen geïnteresseerd in de veldsterkte van de directe golf. De reflectie tegen een „glad" aardoppervlak kunnen we gemakkelijk in rekening brengen, maar het dikwijls gecompliceerde samenspel van de reflecties boven het „ruwe" aardoppervlak maakt dat we buitengewoon zorgvuldig te werk moeten gaan om de storende invloeden zoveel mogelijk te elimineren. Men kan hiertoe in ons vlakke land verschillende methoden toepassen:

1. Op een groot aantal van te voren zorgvuldig gekozen punten, bij voorkeur op grote afstand van de zender, meet men de veldsterkte op 3 meter hoogte en onderzoekt daarbij hoe deze in de naaste omgeving van dat punt verandert. Men vindt in de regel duidelijke maxima en minima, zoals op grond van het voorgaande ook te verwachten is. Uit de praktijk is wel gebleken, dat het gemiddelde van deze waarden representatief is voor de veldsterkte die aan het beschouwde punt moet worden toegekend. Door op deze wijze een groot aantal metingen te verrichten kan men in vlak land een goede indruk verkrijgen van het stralingsdiagram en zelfs van het effectief uitgestraalde vermogen. Ook waar het terrein oneffenheden vertoont, kan men door het aanbrengen van passende correcties nog wel bruikbare waarden voor de veldsterkte vinden.

Wanneer wij de winst van een antenne in een bepaalde richting wensen te kennen, moeten we in verband met het statistische karakter van de plaatsafhankelijkheid der veldsterkte, een groot aantal metingen verrichten. Dit doen we op een lijn die in de gewenste richting vanaf de zender loopt, en meten er dan de veldsterkte als funçtie van de afstand. Voor elk punt bepalen we de verhouding tussen de gevonden waarde en die welke voor een bepaald vermogen (b.v. 1 kW ERP), werd berekend.

Als we daarna deze verhoudingen, uitgedrukt in dB, statistisch verwerken, dan geeft de mediaanwaarde een redelijk

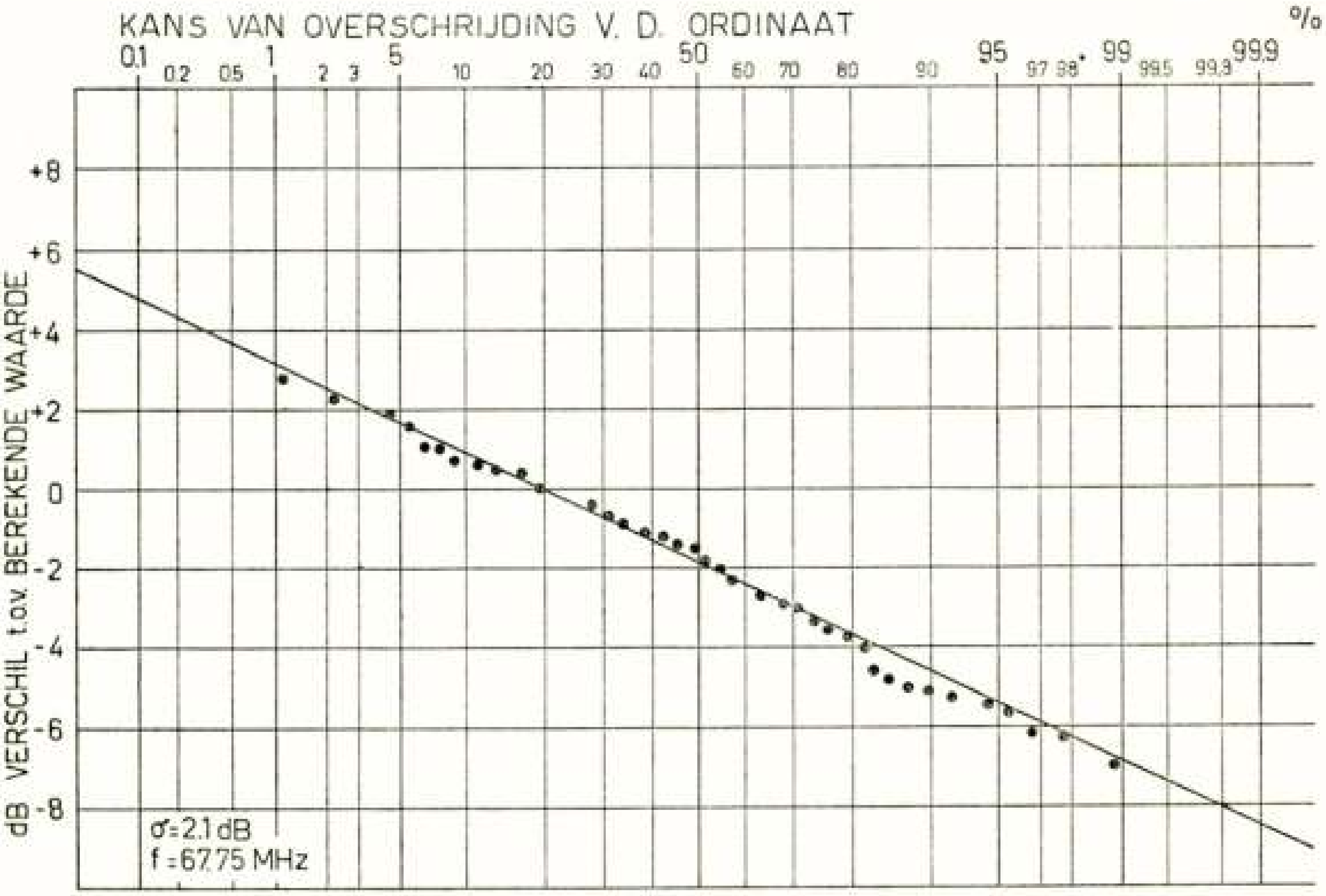


Fig. 4

Statistische verwerking van de radiaalsgewijze gemeten veldsterktes

betrouwbare maat voor het werkelijk uitgestraalde vermogen. In fig. 4 is voor de berekende waarde uitgegaan van het vermogen dat op grond van de aangenomen gemiddelde antennewinst van de zender te verwachten was. Uit deze figuur blijkt tevens dat de standaarddeviatie van de gecorrigeerde meetwaarden ongeveer 2 dB bedraagt.

2. Men kan ook de veldsterkte registreren in een rijdende auto met een apparaat dat gekoppeld is aan de kilometerteller. Bij deze methode is het echter niet meer eenvoudig om bovenbedoelde correcties aan te brengen.

3. De nauwkeurigste meetresultaten verkrijgt men met behulp van een referentie-antenne. Men gebruikt hiervoor een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool of een andere antenne, waarvan de eigenschappen

nauwkeurig bekend zijn. Bij deze methode kunnen zeer vele van de bovenvermelde storende invloeden worden geëlimineerd, terwijl het doen van een groot aantal metingen overbodig is. De referentie-antenne wordt op dezelfde mast zo dicht mogelijk bij de te onderzoeken antenne geplaatst. Naarmate men de veldsterktemeting op grotere afstand van de zender uitvoert, wordt het verschil in opstellingsplaats minder merkbaar. Men verbindt nu de zender beurtelings met de te onderzoeken antenne en met de referentie-antenne. Wanneer deze laatste om een verticale as draaibaar wordt opgesteld, kan men in alle richtingen de verhouding van de veldsterktes van beide antennes bepalen. De storende invloeden in het terrein zijn namelijk voor beide velden gelijk. Wanneer bovendien de verhouding van de aan beide antennes toegevoerde vermogens bekend is, kan tevens de „winst" worden bepaald.

Onze televisie-antennes voor Band I en III zijn gemeten volgens de methode zoals die onder 1 is aangegeven. Voor de Band IV/V antennes, die alle nog geplaatst moeten worden, zal de onder 3 besproken meting worden toegepast.

3. Het benodigde zendvermogen (ERP)* als functie van de frequentie

De vraag rijst welke vermogens (ERP) nodig zijn om met zenders in Band IV/V een zelfde gebied te kunnen bestrijken als met de zenders die werken in de lagere banden. Hiertoe zullen we allereerst nagaan hoe groot in Band IV de veldsterkte ter plaatse van de ontvangantenne moet zijn om dezelfde signaal/ruis-verhouding te verkrijgen als in de lagere banden.

Een goed realiseerbare, niet te kostbare ontvangantenne voor Band I geeft een winst van 5 dB, terwijl voor een Band IV-antenne gerekend kan worden met een winst van 9 dB. Vergelijken we gemakshalve de frequenties 62,5 MHz in Band I en de 10x hogere frequentie 625 MHz in de hoge band, dan zal de effectieve oppervlakte A_{eff} van een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool voor de eerste frequentie 100 maal zo groot zijn als die voor de laatste (A_{eff} van een dipool is $0,13\,\lambda^2$). Het optimale vermogen dat een ontvangantenne aan het stralingsveld onttrekt is namelijk gelijk aan het produkt van de stralingsdichtheid en de effectieve opper-

*) ERP: Effective radiated power.

vlakte. Om eenzelfde uitgangsvermogen aan een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool te verkrijgen, zal de veldsterkte bij 625 MHz dus 20 dB groter moeten zijn dan voor 62,5 MHz. De demping van de kabel, die de verbinding vormt tussen de antenne en de ontvanger, is frequentieafhankelijk, evenals het ruisgetal van de ontvanger. Een overzicht van alle factoren, die bepalend zijn voor de *vereiste veldsterkte* bij verschillende frequenties, wordt gegeven in onderstaande tabel.

TABEL

(De grootheden, waarvoor in de tabel een onbenoemd getal is ingevuld, zijn uitgedrukt in decibels)

	Frequentie	55 MHz	200 MHz	500 MHz	800 MHz
a	Aequivalente ruisveldsterkte voor de $\frac{1}{2}\lambda$-dipool	3	3 + 11 = 14	3 + 19 = 22	3 + 23 = 26
b	Kosm. ruisbijdrage	6	1	0	0
c	Ruisgetal van de ontvanger	4	6	10	12
d	Sign.[1])/ruis[2]), minstens vereist voor een algemeen aanvaardbaar beeld	36	36	36	36
e	Demping 10 m. voedingskabel v.d. ontv. antenne	1	2	3	4
f	Totaal benodigde veldsterkte voor een $\frac{1}{2}\lambda$-dipool	50	59	71	78
g	Winst v.d. ontvangantenne	5	7	9	11
h	Totaal benodigde veldsterkte	45	52	62	67

a + b + c + d + e = f, f − g = h.

[1]) Effektieve waarde die optreedt tijdens synchronisatie-impuls.

[2]) Effektieve waarde.

In de tabel wordt in de eerste rij de veldsterkte gegeven — uitgedrukt in dB tov 1 $\mu V/_m$ —, die in een ½ λ-dipool een spanning opwekt die gelijk is aan de thermische ruisspanning van die antenne. Voor een ½ λ-dipool met een stralingsweerstand van 72 Ohm, bedraagt deze spanning bij 300° K, voor een bandbreedte van 5,5 MHz, ongeveer 2,5 μ V. Bij 55 MHz is hiervoor een veldsterkte nodig van 3 dB. Voor de hogere frequenties uit de tabel vindt men op grond van het voorgaande betreffende de effectieve oppervlakte, overeenkomstig hogere waarden.

We zullen nu nagaan welke verhouding van de zendvermogens (ERP) correspondeert met de veldsterkteverhouding die voor de verschillende frequentiebanden in de rij h van de tabel is gevonden.

Wanneer de propagatie, zoals in de vrije ruimte, frequentie onafhankelijk zou zijn, dan waren de vermogensverhoudingen dezelfde als die van de veldsterktes. Tengevolge van de reflectie die optreedt tegen het aardoppervlak is echter de veldsterkte afhankelijk van de frequentie. De directe en de gereflecteerde straal doorlopen nl. een verschillende weg, en dit wegverschil uitgedrukt in de golflengte, is frequentieafhankelijk. Voor een glad bolvormig aardoppervlak kan men de resulterende veldsterkte nauwkeurig berekenen en binnen het gebied waar „optisch zicht" bestaat tussen zend- en ontvangantenne laat zich met vrij goede benadering de veldsterkte eenvoudig berekenen met behulp van de stralentheorie. Op 10 m. hoogte vindt men dan bijv. bij een frequentie van 500 MHz op een afstand van 40 km van de zender (hoogte 300 m.) een veld dat 19 dB sterker is dan bij 55 MHz, wanneer in beide gevallen eenzelfde vermogen wordt uitgestraald. Ten gevolge van de „ruwheid" van het aardoppervlak (terreinoneffenheden, bebouwing, enz.) treedt er echter een demping op die toeneemt met de frequentie. Zo vindt men bij frequenties in Bnd I een demping die niet veel groter is dan 1 dB, terwijl bij 500 MHz moet worden gerekend met 12 à 20 dB, afhankelijk van de geaardheid van het terrein. In ons land maten wij hiervoor ongeveer 12 dB voor 500 MHz en 1 dB voor 55 MHz.

Ter verwezenlijking van een 17 dB hogere veldsterkte (zie rij h) dient het zendvermogen bij 500 MHz dus $17 - 19 + 12 - 1 = 9$ dB groter te zijn dan dat bij een frequentie van 55 MHz.

4. Het verzorgingsgebied van een zender

In het voorgaande hebben we gezien dat de veldsterkte die

nodig is voor een goede ontvangst, vrij nauwkeurig te berekenen is indien geen uitwendige stoorbronnen aanwezig zijn. We zullen nu nagaan in hoeverre we ons moeten en kunnen wapenen tegen storingen van buitenaf.

In de eerste plaats moeten we rekening houden met de andere zenders in Europa, die werken in hetzelfde of in een van de aangrenzende kanalen. In verband met de troposferische propagatie, die een statistisch karakter draagt, en het aantal beschikbare kanalen, is het onmogelijk de afstand tussen twee van deze zenders zo groot te kiezen dat onderlinge storing te allen tijde uitblijft. Het is daarom noodzakelijk om aan de rand van een verzorgingsgebied voor een zeker percentage van de tijd gestoorde ontvangst te tolereren. Als kriterium voor een goed verzorgd gebied is algemeen aanvaard, dat aan de rand ervan een nog juist toelaatbare stoorveldsterkte slechts gedurende 1% van de tijd overschreden mag worden. Dit kriterium werd gehanteerd bij de verdeling van de kanalen. De begrenzing van een verzorgingsgebied wordt nu bepaald door de verhouding van de bovenbedoelde en de eigen veldsterkte. De ter beschikking staande statistische gegevens betreffende troposferische propagatie stellen ons in staat deze begrenzing vrij nauwkeurig te bepalen.

In de tweede plaats vermelden we de stoorbronnen van lokale aard, die soms in nog veel ernstiger mate onze zenderveldsterkte kunnen „aanvallen". Het is uiteraard in principe mogelijk de invloed van deze stoorvelden te verkleinen door vergroting van het zendervermogen, doch hier worden ons door internationale afspraken beperkingen opgelegd. Bovendien zou deze maatregel zeer kostbaar zijn. Het is daarom veel effectiever en goedkoper om althans de ergste storingen bij de bron te elimineren. Maar ook dan blijft er steeds, vooral in de grote steden, een stoorniveau over, dat niet anders dan door de beschikbare zenderveldsterkte onschadelijk kan worden gemaakt.

Een andere moeilijkheid, waarmee men vooral ook in de grote steden te kampen heeft, is de sterke plaatsafhankelijkheid van de veldsterkte, die als gevolg van de bebouwing een grillig karakter kan hebben. Op sommige plaatsen is het daardoor moeilijk goede ontvangst te verkrijgen; men moet in die gevallen met veel zorg de plaats van de antenne kiezen. Over de veldverdeling is enig statistisch materiaal beschikbaar om een schatting te kunnen maken van het percentage kijkers dat goede ontvangst kan verwachten.

Om een indruk te verkrijgen van de veldsterkte-verdeling over

de plaatsen waar men de ontvangantennes heeft opgesteld, werden in Den Haag en omgeving een groot aantal metingen verricht. Den Haag werd als meetgebied gekozen omdat kan worden aangenomen, dat het zenderveld er nog juist sterk genoeg is om een redelijk goede ontvangst te waarborgen.

Aan ongeveer 400 televisietoestellen, opgesteld in willekeurig verspreid liggende woonhuizen, werd de spanning van het TV-signaal op kanaal 4 gemeten aan de ingangsklemmen met behulp van een selectief meetinstrument. Alle meetwaarden wer-

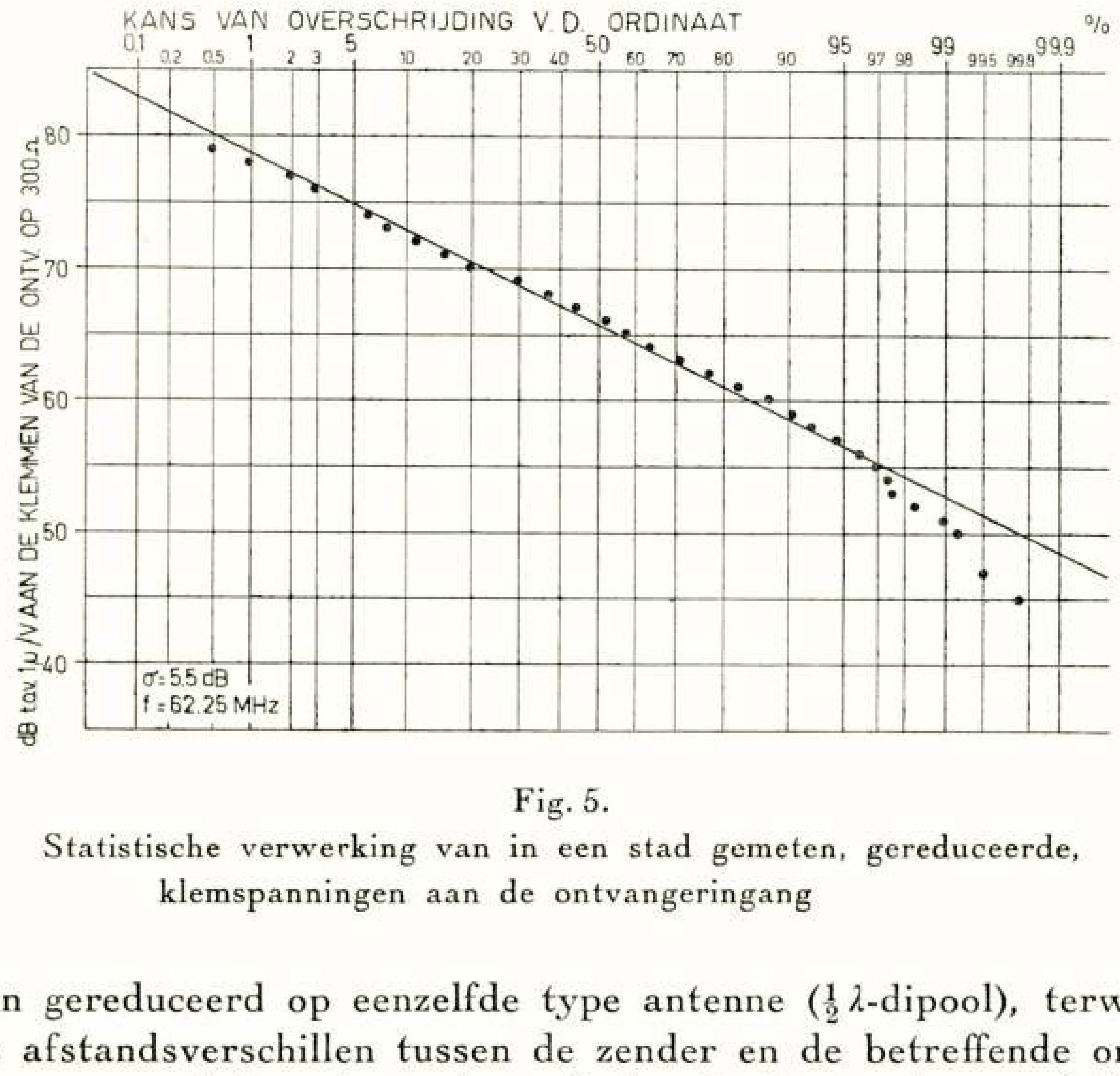


Fig. 5.
Statistische verwerking van in een stad gemeten, gereduceerde, klemspanningen aan de ontvangeringang

den gereduceerd op eenzelfde type antenne ($\frac{1}{2}\lambda$-dipool), terwijl de afstandsverschillen tussen de zender en de betreffende ontvangers geëlimineerd werden. Zodoende komen de verschillen in hoogte van de antennes, de veldsterkte ter plaatse en uiteraard de deugdelijkheid van de installatie in de meetresultaten tot uitdrukking. De gemiddelde hoogte van de antennes boven de daken bedraagt 2 à 3 meter. Uit de meetresultaten is gebleken dat de spreiding in de meetwaarden belangrijk groter is dan die welke gevonden werd bij normale veldsterktemetingen op deze frequentie.

In veel gevallen waar de spanning onvoldoende was, kon door een betrekkelijk kleine verplaatsing van de antenne een belangrijk beter resultaat worden verkregen. De veldsterkte ter plaatse

van de antennes bleek gemiddeld vrijwel overeen te komen met de waarde, die men buiten de stad op eenzelfde afstand van de zender meet op een even grote hoogte boven de grond als in de stad de antennes boven de daken zijn aangebracht. Een uitzondering hierop vormen de antennes aan de rand van de stad. Hier blijkt de veldsterkte vrijwel overeen te komen met die welke men in het vrije veld zou meten op dezelfde hoogte boven de grond. De statistische verwerking van de meetresultaten is in figuur 5 weergegeven.

Voor een goede TV-verzorging van een grote stad als Den Haag, — en er mag worden aangenomen dat het voor de steden Amsterdam en Rotterdam in dezelfde mate geldt — is op grond van het bovenstaande een belangrijk grotere veldsterkte nodig dan voor die van het platte land. Het laat zich aanzien dat er voor Band IV een nog grotere spreiding in de veldsterkte zal optreden. Op deze frequentie zal men derhalve met nog meer zorg de plaats van de ontvangantenne dienen te bepalen om een zo goed mogelijke ontvangst te verkrijgen. De toekomst zal leren in hoeverre men er in zal slagen om aan het beschikbare zenderveld overal voldoende energie te onttrekken om een ongestoord televisiebeeld te verkrijgen, zonder hierbij het stadsbeeld al te veel te ontsieren.

Manuscript ontvangen 11 januari 1963.

Rundfunk- und Fernsehantennen

door R. Greif *)

1. Allgemeine Grundlagen

Die im Strahlungsgebiet einer Sendestelle erzielbare Feldstärke ist bei vorgegebener Höhe der Antenne über dem Erdboden durch die Leistung des Senders, die Dämpfungsverluste des Energiekabels und den Wirkungsgrad und Leistungsgewinn der Sendeantenne gegeben. Da durch die Gestaltung der Antenne die wirksame Leistung der Sendestelle auf ein Vielfaches der Senderleistung erhöht werden kann, ist es verständlich, dasz auf dem Gebiete der Rundfunk- und Fernseh-Sendeantennen ein erheblicher Entwicklungsaufwand getrieben wurde und eine Vielfalt von Antennenformen entstanden ist.

Abb. 1 zeigt ein typisches Beispiel einer modernen Antennenanlage. Auffallend ist die grosze Zahl der zur Anwendung kommenden Strahlerelemente — bei der im unteren Mastteil angebrachten Band I-Antenne allein 128 Stück —, die durch ein entsprechend ausgedehntes Verkabelungssystem zusammengefaszt werden. Die nachfolgenden Ausführungen sollen die Grundlagen aufzeichnen, die zum Entwurf und zur Ausführung derartiger Anlagen führen.

Wenn es auch das Bestreben der Sendegesellschaften ist, durch Verwendung von Sendeantennen mit groszem Leistungsgewinn eine möglichst grosze Empfangsfeldstärke im Versorgungsgebiet zu gewährleisten, so ist es dennoch angebracht, auf der Empfangsseite durch eine stark bündelnde Antenne einen genügenden Störabstand sicherzustellen. Hierzu werden meist Vielelement-Yagi-Antennen verwendet, deren parasitäre Elemente die einfallende Welle als Wellenleiter an den Empfangsdipol hinführen (Abb. 2). Der Wald von Empfangsantennen auf den Dächern der Groszstadt ist uns ein vertrautes Bild geworden. Die auf der Empfangsseite auftretenden interessanten Probleme können hier nur am Rande berührt werden und lassen sich aus den für die Sendeantennen geschilderten Grundlagen ableiten.

Eine der wichtigsten Forderungen an eine Antenne besteht in

*) Rohde & Schwarz, München.

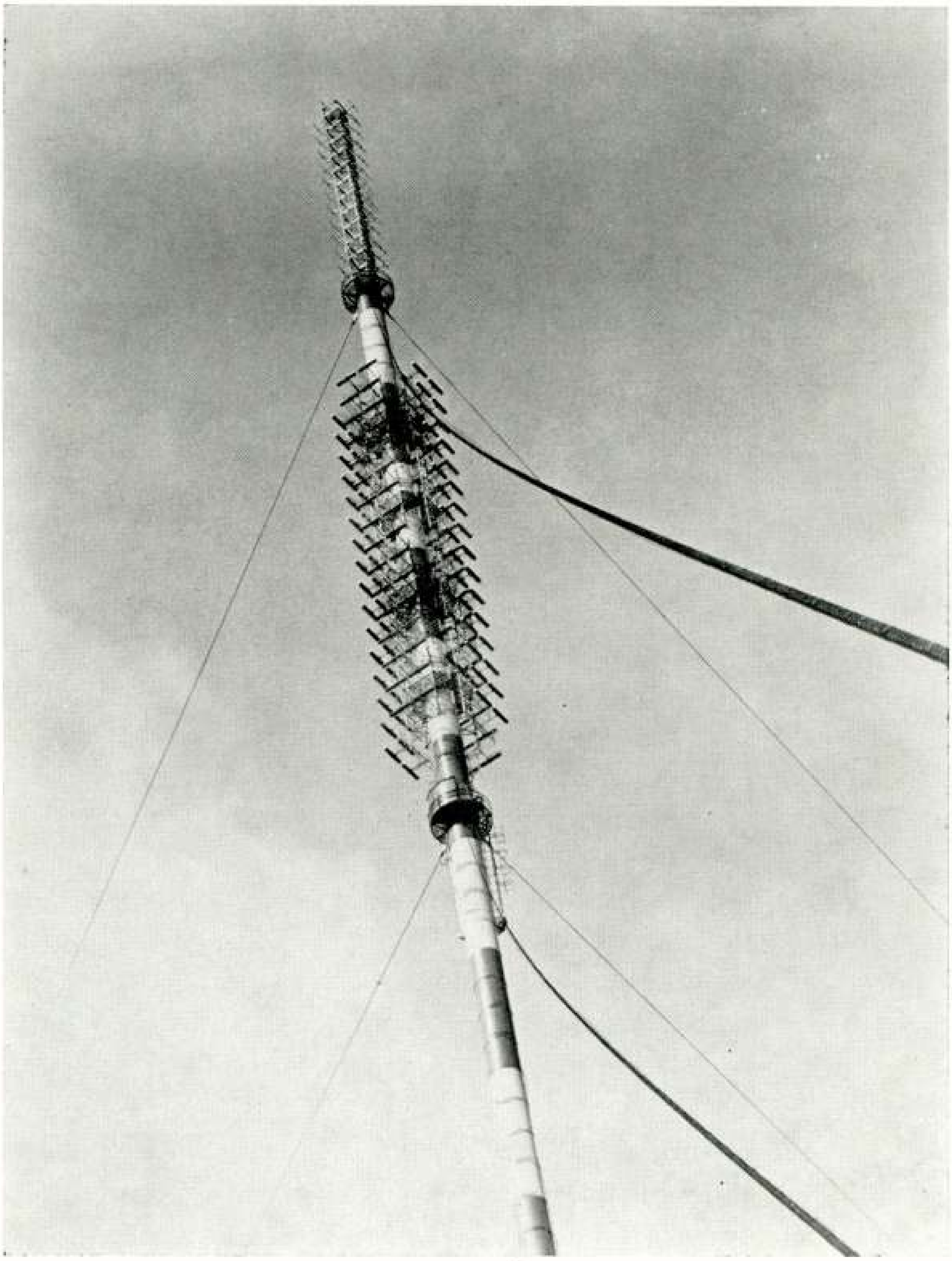


Abb. 1

Rundfunk- und Fernsehantenne auf einem abgespannten Zylindermast von 300 m Höhe.

der vorgegebenen Bandbreite, das heiszt, ihr Eingangsscheinwiderstand darf von dem Wellenwiderstand des Speisekabels nur um einen bestimmten Betrag beliebigen Arguments innerhalb des Betriebskanals bzw. Bandes abweichen. Die Frequenzbänder der Rundfunk- und Fernsehversorgung sind im Frequenzbereich von 40 bis 800 MHz festgelegt, wobei sich die einzelnen Bänder mit einer Reihe von Kanälen über einen Bereich von

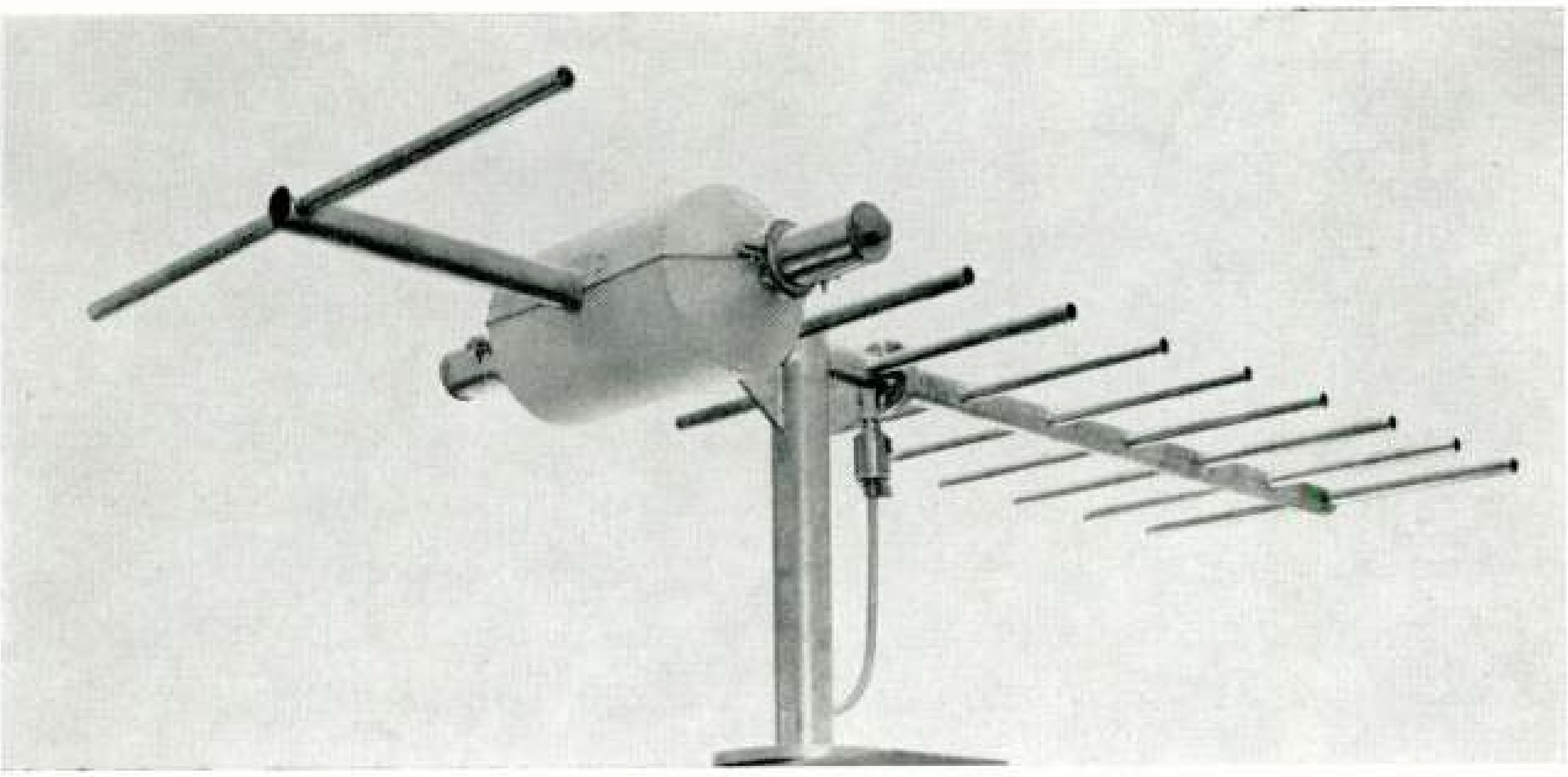


Abb. 2
Vielelement-Yagi-Antenne für Fernseh-Empfang

etwa ± 15% der Mittelfrequenzen erstrecken. Diese Bandbreite sollen Sendeantennen aufweisen, damit ein Frequenzwechsel ohne Schwierigkeit durchgeführt werden kann und ein Betrieb mit Mehrfachprogramm möglich ist.

Damit ist eine wesentliche Aufgabe des Antennenbaus charakterisiert, die in der Beherrschung der von den einzelnen Störstellen des Systems reflektierten Energieanteile (Rücklauf) besteht, die sich der vorlaufenden Welle (Vorlauf) überlagern und zu Fehlanpassungen, unrichtiger Phasen- und Amplitudenverteilung bzw. zu einem störenden Mitflusz durch nochmalige Reflexionen führen. Dieser Komplex wird treffend als „inneres Interferenzsystem" bezeichnet.



Abb. 3
Ausschnitt aus einem Fernseh-Testbild mit Mehrfachreflexionen

Für die Form des Strahlungsdiagrammes und den Leistungsgewinn ist andererseits das Zusammenwirken der von den einzelnen Strahlerelementen ausgehenden Teilwellen im Strahlungsfeld verantwort-

lich, das durch den Begriff „äuszeres Interferenzsystem" charakterisiert ist.

Die Fernsehantennen stellen wegen der gröszeren Empfindlichkeit des menschlichen Auges gegen Phasen-, Laufzeit- und Amplitudenverzerrungen gegenüber dem menschlichen Gehör besonders hohe Anforderungen bezüglich ihrer elektrischen Eigenschaften, so dasz die Feinstruktur des inneren und äuszeren Interferenzsystems, die bei FM Rundfunkantennen praktisch bedeutungslos ist, ebenfalls interessiert. So kann z.B. bei den heute üblichen Kunstschaltungen zur Zusammenfassung der Einzelelemente der Mitflusz ein vom primär abgestrahlten verschiedenes Strahlungsdiagramm erzeugen, das in bestimmten Richtungen unangenehme Störungen verursacht. Besonders anfällig in dieser Hinsicht ist der Nahversorgungsbereich einer Sendeantenne (Abb. 3).

2. Interferenzprobleme im Strahlungsfeld

Da die Ultrakurzwellen an der Ionosphäre keine Reflexion erfahren, ist für den Empfang nur die direkte Antennenstrahlung von Bedeutung. Man wird daher die vertikale Halbwertsbreite der Antenne so gering als möglich machen und damit den Energieverlust durch Abstrahlung nach oben und unten vermindern. Dies kann dadurch erreicht werden, dasz eine gröszere Anzahl von Elementen in bestimmten Abständen übereinander angeordnet wird. Der maximale Gewinn einer Antenne wird mit gleichphasigen Elementen mit gleicher Stromamplitude und -phase erreicht. Die meisten Antennen machen von dieser Verteilung Gebrauch, solange die dabei auftretenden Seitenkeulen und Nullstellen zu Störungen keinen Anlasz geben (Abb. 4).

Aus der Richtstrahltechnik ist es bekannt, durch spezielle Amplitudenverteilung der Elemente störende Seitenkeulen zu verkleinern. So erhält man durch Stromamplituden, die proportional zu den Koeffizienten einer binomischen Reihe verlaufen, unter Vergröszerung der Halbwertsbreite und mit entsprechend verringertem Gewinn völlige Unterdrückung der Seitenkeulen, durch Stromamplituden nach einem Tschebyscheff-Polynom optimale Halbwertsbreite bei vorgegebener Seitenkeulendämpfung. Bei der Versorgung von Gebieten, die innerhalb eines engeren Bereiches (10 bis 20 km) um die Sendantenne liegen, ergibt sich ebenfalls die Notwendigkeit, das Vertikaldiagramm zu korri-

gieren. Hier erweisen sich die zwischen der Hauptkeule und den Seitenkeulen auftretenden Nullstellen, die trotz des nivellierenden Einflusses zur Strahlung angeregter Antennenteile verhältnismäszig scharf ausgeprägt sind, als besonders störend. Wie neuere Untersuchungen gezeigt haben, ergeben die steilen Flanken

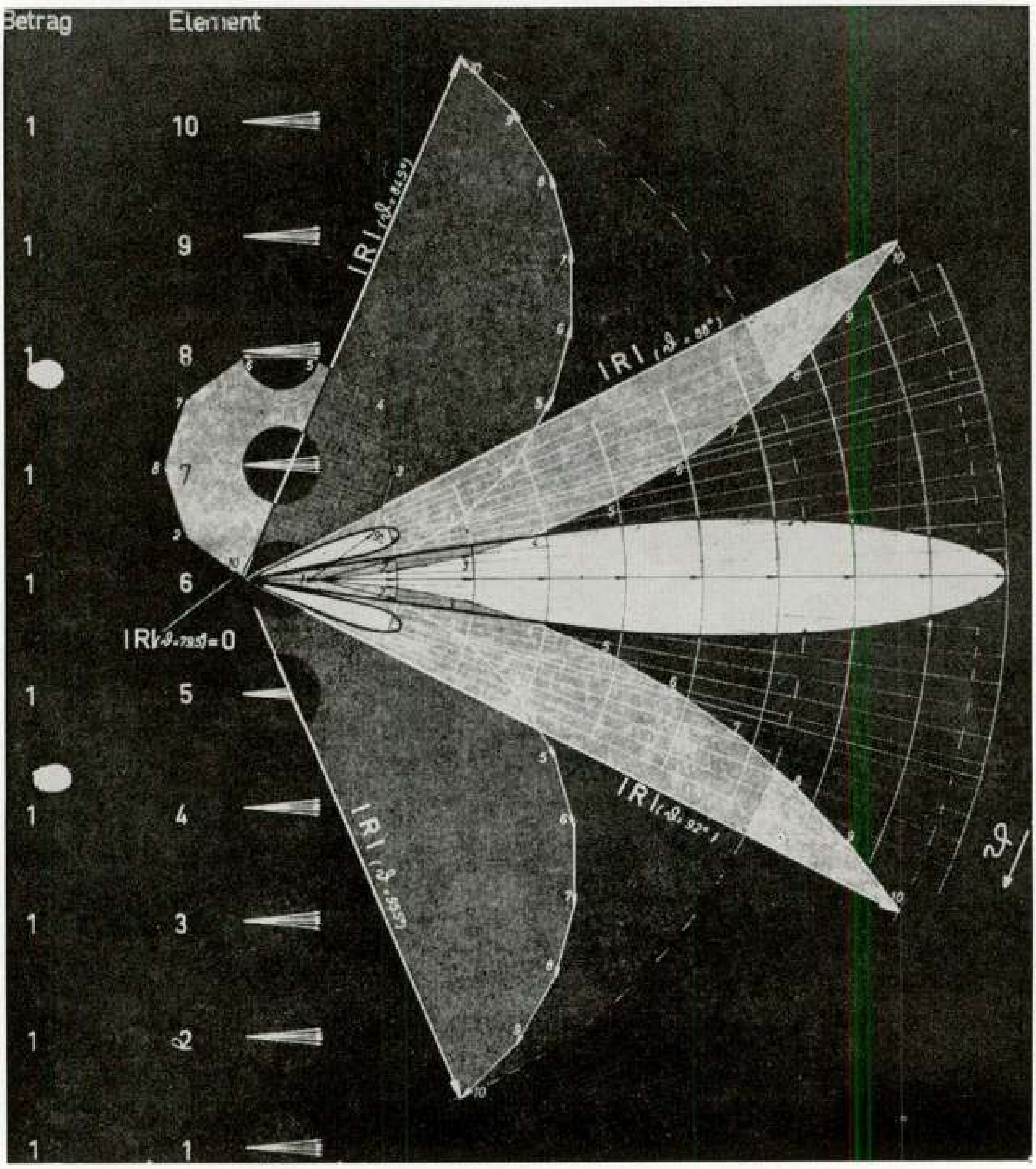


Abb. 4
Berechnung eines vertikalen Strahlungsdiagramms durch Addition der Vektoren

zu beiden Seiten der Minima trotz ausreichender Feldstärke Intensitätsschwankungen im Fernsehbild, die auf die Regelcharakteristik der Empfänger zurückzuführen sind. Gleichzeitig macht sie bei hochbündelnden Antennen mit horizontal gerichteter Hauptkeule der starke Feldstärkeabfall unter kleinen Vertikalwinkeln ungünstig bemerkbar. Man ging dazu über, der

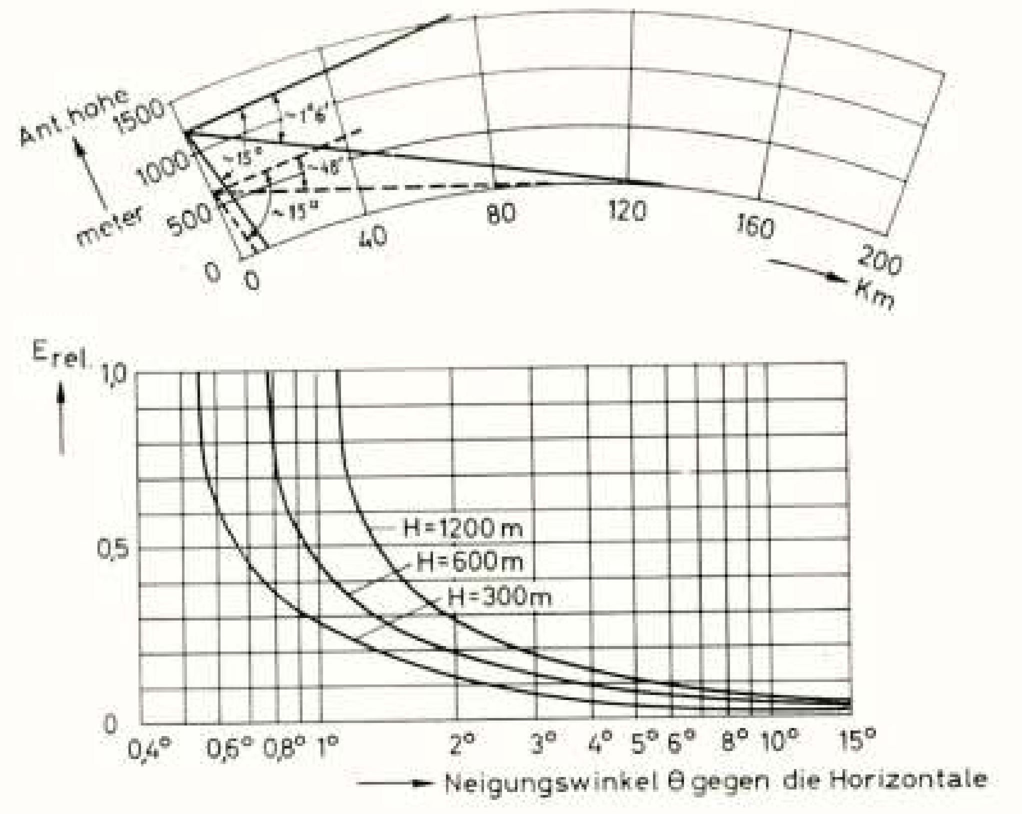


Abb. 5
Vertikaldiagramme in Abhängigkeit vom Sichtwinkel zur Antenne bei konstanter Feldstärke am Empfangsort

Hauptkeule einen Neigungswinkel von 0,5 bis 1,5° aufzuprägen, so dasz diese mit ihrem Maximum den Horizont berührt. Durch geeignete Amplituden- und Phasenverteilung werden zusätzlich die Nullstellen aufgefüllt. Da im Versorgungsgebiet eine möglichst von der Entfernung unabhängige Feldstärke angestrebt werden musz, ist es erforderlich, die untere Flanke des Antennendiagramms so auszubilden, dasz die Feldstärke vom Maximalwert in der gröszten noch zu versorgenden Entfernung D_{max} mit $1/D$ abnimmt. Bei kleinen Erhebungswinkeln Θ ist D proportional $1/D = 1/\sin\Theta = \operatorname{cosec}\Theta$. Da die Entfernung D_{max} der Horizontberührung von der Antennenhöhe H abhängig ist, ist theoretisch für jede Aufstellungshöhe der Sendeantenne ein anderes Vertikaldiagramm erforderlich (Abb. 5).

Zur Berechnung des vertikalen Strahlungsdiagramms werden im Bereich der interessierenden Erhebungswinkel, z.B. von $\Theta = 0°$ entsprechend der Horizontalen bis Θ gleich $-15°$, einem Winkel, der in den meisten Fällen einem Abstand von wenigen hundert Metern von der Antenne entspricht, die Strahlungsbeiträge aller Elemente nach Betrag und Phase unter Berücksichtigung des

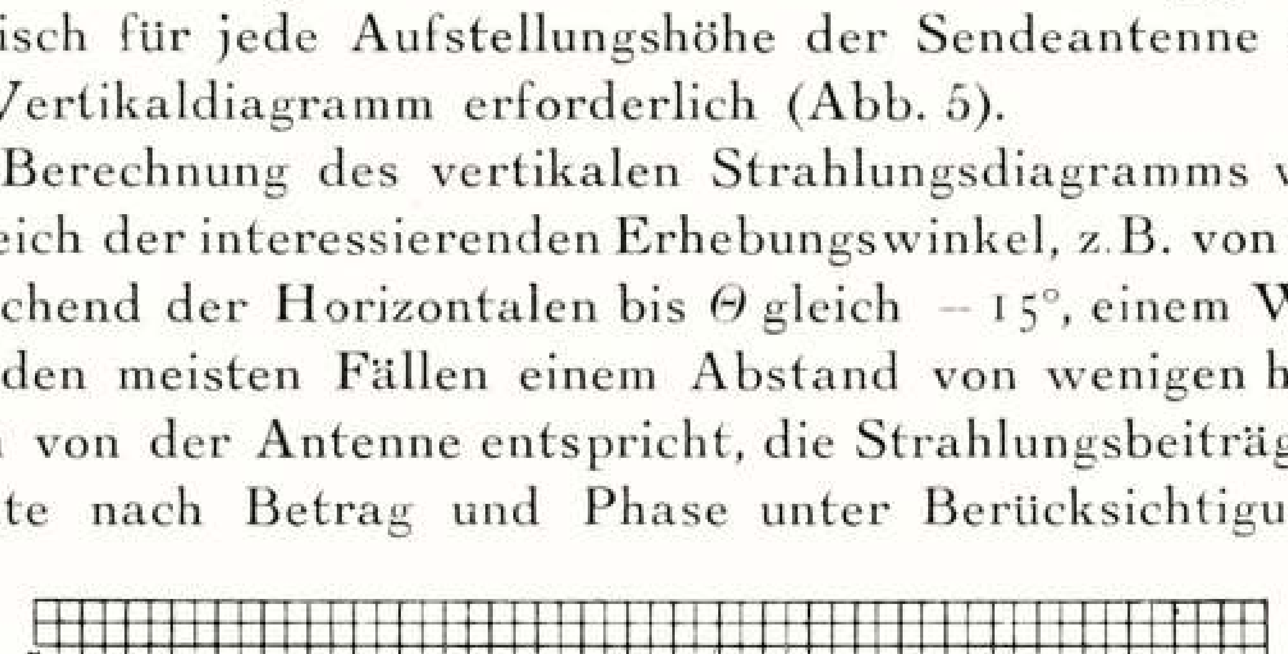
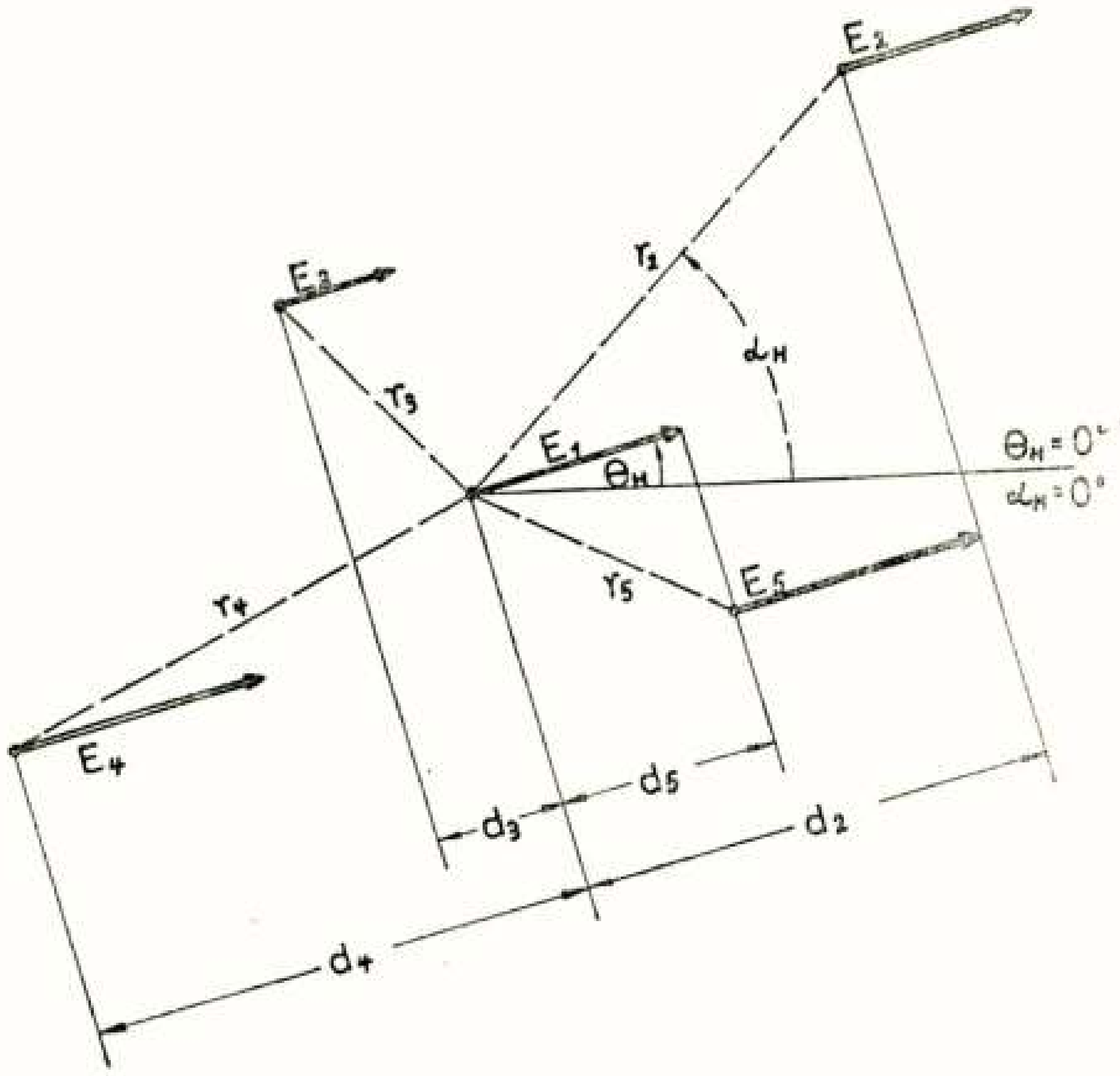


Abb. 6
Nullstellenauffüllung einer Antenne mit Dipolfeldern

Laufzeitunterschiedes, der sich unter den verschiedenen Erhebungswinkeln ergibt, addiert. Das Verfahren kann graphisch, durch Aneinanderreihen der einzelnen Vektoren zu einer Vektorkette oder auch rein numerisch durchgeführt werden. Nullstellenauffüllung wird durch unterschiedliche Phasen, Amplituden oder Abstände der Einzelelemente bzw. durch eine Kombination der genannten Masznahmen erreicht. Ein geschlossener mathematischer Ausdruck für die Vektorsumme ergibt sich nur für



$$\Sigma E(\theta) = \sum_{1 \ldots}^{n} E_n(\theta) \cdot e^{j(\varphi_\theta + \varphi_n + \psi_n)}$$
$$= \sum_{1 \ldots}^{n} E_n(\theta) \cdot e^{j(\varphi_\theta + \varphi_n + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \overbrace{r_n \cdot \cos(\alpha - \theta)}^{d_n})}$$

φ_Θ = Eigenphase der Quelle
φ_n = aufgeprägte Phase
ψ = Laufzeitphase

Abb. 7
Darstellung eines Strahlersystems zur numerischen und elektronischen Berechnung des Horizontaldiagramms

Diagramme ohne Nullstellenauffüllung, so dasz letztere empirisch gewonnen werden musz (Abb. 6).

Die Bestimmung des Horizontaldiagramms einer Gruppe von Strahlerelementen entspricht vollständig derjenigen des Vertikaldiagramms, es tritt der Azimutalwinkel an die Stelle des Elevationswinkels (Abb. 7). Ist die Belegung der Antenne in verschiedenen Abstrahlungsrichtungen bezüglich der Phasen- und

Amplitudenverteilung nicht gleichmäszig, so müssen Vertikaldiagramme der Antenne auch in den Zwischenrichtungen berechnet werden, da die Uebergangszonen infolge der Laufzeitunterschiede ganz erhebliche Unterschiede gegenüber den Hauptstrahlrichtungen aufweisen können.

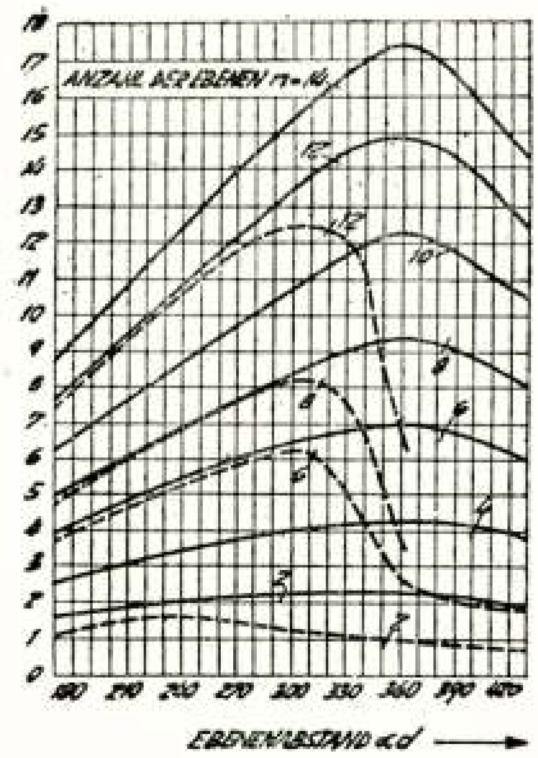


Abb. 8
Leistungsgewinn von Rundstrahlantennen in Abhängigkeit von der Ebenenzahl

Zwischen dem Leistungsgewinn und dem Strahlungsdiagramm besteht ein unmittelbarer Zusammengang (Abb. 8). Je stärker die Strahlung in den gewünschten Richtungen konzentriert wird, desto gröszer ist naturgemäsz die in diesen Richtungen abgestrahlte Leistung und damit die dort auftretende Feldstärke. Der Gewinn einer Antenne wird deshalb durch graphische oder mathematische Integration des räumlichen Srahlungsdiagramms bestimmt (Abb. 9). Aus den Interferenzbetrachtungen erkennt man, dasz der Gewinn nicht nur von der Anzahl der auf der Apertur vorhandenen Elemente, sodern auch von deren Abstand abhängt.

3. Reflexionserscheinungen im Antennensystem

Die Aufgabe der Antenne besteht darin, die koaxiale Welle des Speisekabels in die ebene Welle des freien Raums umzuwandeln. Die als Wellentypwandler verwendeten Strahlerelemente weisen frequenzabhängig mehr oder minder starke Reflexionsanteile auf, die in das Speisekabel zurücklaufen. Weitere Reflexionsanteile entstehen an den Verzweigungen der Speiseleitungen, den Steckverbindungen und durch die Inhomogenität

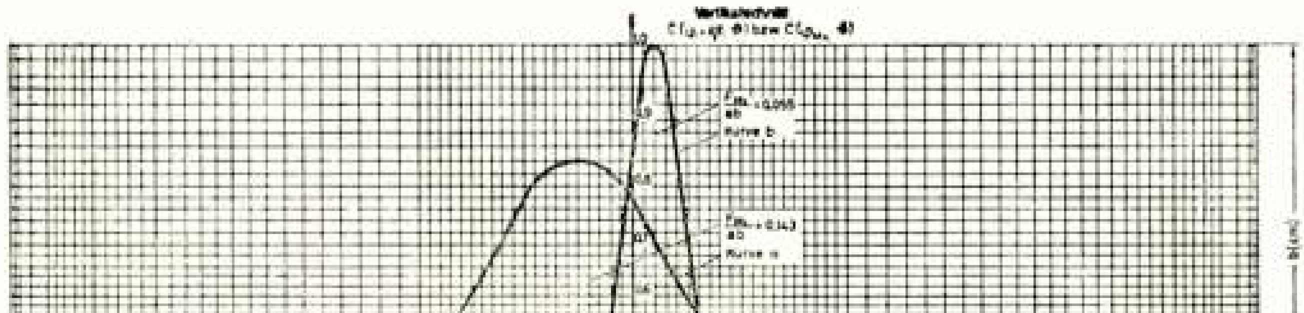
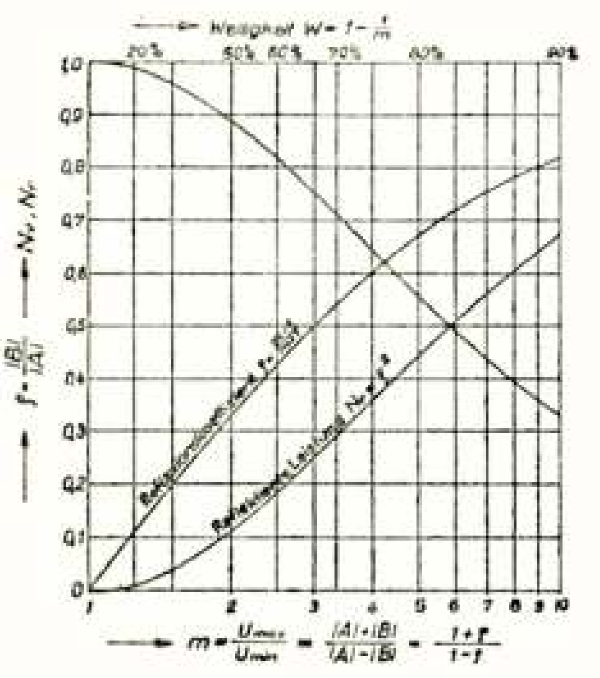


Abb. 9
Diagramm zur Berechnung des Gewinns aus dem Strahlungsdiagramm

der Speisekabel. Durch geeignete Kompensationsmasznahmen gelingt es, die reflektierten Energieanteile so klein zu halten, dasz sie im Betrieb nicht als störend empfunden werden. Im allgemeinen genügt es, das statische Verhalten einer Antenne im eingeschwungenen Zustand zu kennen, d.h. also bei Betrieb mit einer unmodulierten Sinusschwingung.

Das Speisekabel wird durch das Ersatzschaltbild eines komplexen Serienwiderstandes Z und eines komplexen Parallel-Leitwertes Y pro Längeneinheit dargestellt. Prägt man diesem System eine HF-Spannung ein, so setzt sich die Spannung auf dem Kabel aus einer vorlaufenden und einer reflektierten Spannungswelle zusammen. Die Kabelspannung läszt sich durch die vektorielle Addition beider Spannungen ausdrücken. Eine entsprechende Addition erhält man für den Strom. Das Verhältnis von Strom und Spannung gibt den komplexen Widerstand an irgendeiner Stelle des Kabels. (Abb. 10).



$$U = A\,e^{-\alpha z}\,e^{-j\beta z} + B\,e^{\alpha z}\,e^{j\beta z} \qquad (1)$$

$$Z_z = \frac{U}{I} = Z_0\,\frac{1 + \frac{B}{A}\,e^{2\gamma z}}{1 - \frac{B}{A}\,e^{2\gamma z}} \qquad (2)$$

$$\frac{B}{A} = \frac{Z_E - Z_0}{Z_E + Z_0} = \varrho_0 \qquad (3)$$

Abb. 10
Zusammenhang zwischen Vorlauf und Rücklauf an einer Reflexionsstelle

Das komplexe Verhältnis von Amplitude und Phase der rücklaufenden zur vorlaufenden Welle, der sogenannte Reflexions-Koeffizient ϱ_0 ist nur von dem komplexen Abschluszwiderstand und dem Wellenwiderstand des Kabels abhängig. Die Spannung auf dem Kabel ist ein Maximum, wenn die Absolutwerte der beiden Vektoren sich addieren und ein Minimum, wenn sich die Absolutwerte subtrahieren. Mesztechnisch kann man das Verhältnis der beiden Spannungen mit Hilfe einer Meszleitung bestimmen. Dieses Verhältnis wird als Wellenverhältnis bezeichnet.

Reflexionsfaktor bzw. Wellenverhältnis sind ein Masz für die von der Antenne zum Sender zurückflieszende Energie. Die Messung dieser Gröszen kann mit einem Reflektometer erfolgen. Für die Dimensionierung von Kompensationselementen musz auszerdem die Phase der Reflektion bekannt sein bzw. der Scheinwiderstand nach Wirk- und Blindanteil an der Kompensationsstelle. Beide Gröszen lassen sich voneinander ableiten. In einem Scheinwiderstandsdiagramm sind deshalb die Meszpunkte der

frequenzabhängigen Ortskurve einer Antenne stets durch $R \pm jX$ und zusätzlich durch die m-Werte mit der Leitungslänge zum Abschluszwiderstand charakterisiert.

Der Eingangswiderstand der Antennen musz über den ganzen interessierenden Frequenzbereich innerhalb eines Toleranzkreises mit einem vorgeschriebenen m-Wert liegen. Im allgemeinen liegt der Eingangswiderstand eines einzelnen Strahlerelementes ganz oder teilweise auszerhalb des Toleranzkreises und musz durch entsprechende Transformationsglieder in diesen transformiert werden. Es ist meist zweckmäszig, mit Transformationsgliedern zu arbeiten, die aus Leitungsstücken mit einem bestimmten Wellenwiderstand und einer bestimmten elektrischen Länge bestehen. (Abb. 11). Die Transformation mit Leitungsstücken kann entweder durch Serienschaltung eines entsprechenden Kabelstückes mit anderem Wellenwiderstand (Leitungstransformation), durch Parallelschaltung eines offenen oder kurzgeschlossenen Leitungsstückes (Stichleitung) oder durch Serienschaltung eines offenen oder kurzgeschlossenen Leitungsstückes erfolgen. Die Wirksamkeit von Leitungstransformatoren ist wie folgt zu erklären. Auf der Generatorseite der Transformationsleitung ist eine Sprungstelle im Wellenwiderstand der Leitung vorhanden, die eine reflektierte Welle auslöst. Auf der Seite des Belastungswiderstandes ist die Transformationsleitung an diesen ebenfalls fehlangepaszt, wodurch eine zweite reflektierte Welle entsteht. Der Wellenwiderstand und die Länge der Transformationsleitung müssen so bemessen werden, dasz beide Reflexionen gegenphasig sind und sich auslöschen. Für den einfachen Fall eines reellen Abschluszwiderstandes Z_E, der von dem Wellenwiderstand des Kabels Z_0 verschieden ist, erfolgt die Anpassung durch den sogenannten $\lambda/4$-Transformator, dessen $Z_0' = \sqrt{Z_E \cdot Z_0}$, also gleich dem geometrischen Mittel der beiden Widerstände ist. Die Wirkung einer in Reihe geschalteten offenen oder kurzgeschlossenen Leitung entspricht der Serienschaltung einer Kapazität oder Induktivität. Im Widerstandsdiagramm bedeutet dies eine Addition der Widerstände. Eine Parallelschaltung der gleichen Elemente erfordert eine Addition der Leitwerte.

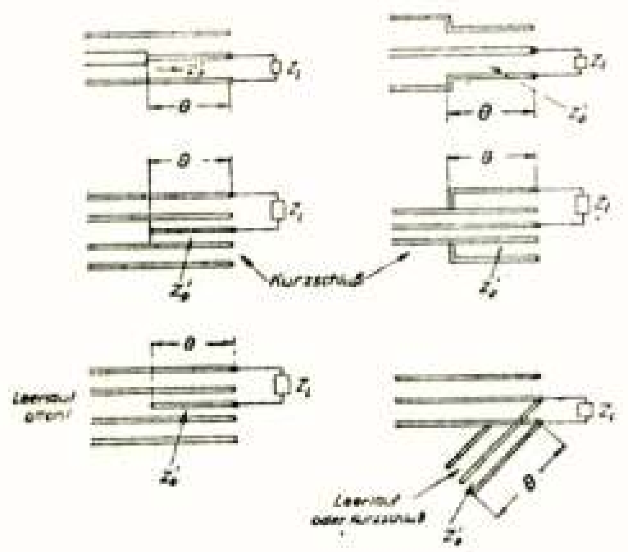


Abb. 11
Transformationsgelieder aus Leitungsstücken

Wenn die Laufzeiten in einer Antennenverteilerschaltung in der Gröszenordnung der Schwingungsdauer der höchsten Modulationsfrequenz liegen, musz auch das dynamische Verhalten der Schaltung untersucht werden. Man musz dann sämtliche vor-und rücklaufenden Teilwellen erfassen. Während an einem Verteiler für die vorlaufende Welle Anpassung herrscht, bedeutet dieser für die von den Strahlerelementen rücklaufenden Wellen eine Stoszstelle. Ein Teil der reflektierten Energie kann wieder zu den Strahlerelementen vorlaufen, wenn die Phasenbeziehungen zwischen den reflektierten Anteilen geeignet eingestellt sind. Derartige Effekte sind besonders zu beachten, wenn von der 90°-Phasenspeisung zur Widerstandskompensation Gebrauch gemacht wird. Die Impulsverformung ist jedoch nicht wahrnehmbar, wenn durch kurze Kabel die Laufzeiten im Verteilersystem klein gehalten werden und die Fehlanpassung der Elemente relativ gering ist. Das gleiche gilt für Serien- und Parallelreaktanzleitungen, bei denen nur die absolute Länge für die Einschwingzeit maszgebend ist. Die Teilamplituden der Rückflüsse und Mitflüsse treten in Form einer geometrischen Reihe mit steigenden Potenzen des Reflexionsfaktors auf, wobei naturgemäsz die Summe aller Teilamplituden der ursprünglichen Amplitude entspricht.

4. Antennenbauformen

Die überwiegende Zahl der Rundfunk- und Fernsehantennen wird mit horizontaler Polarisation ausgeführt. Ein groszer Teil

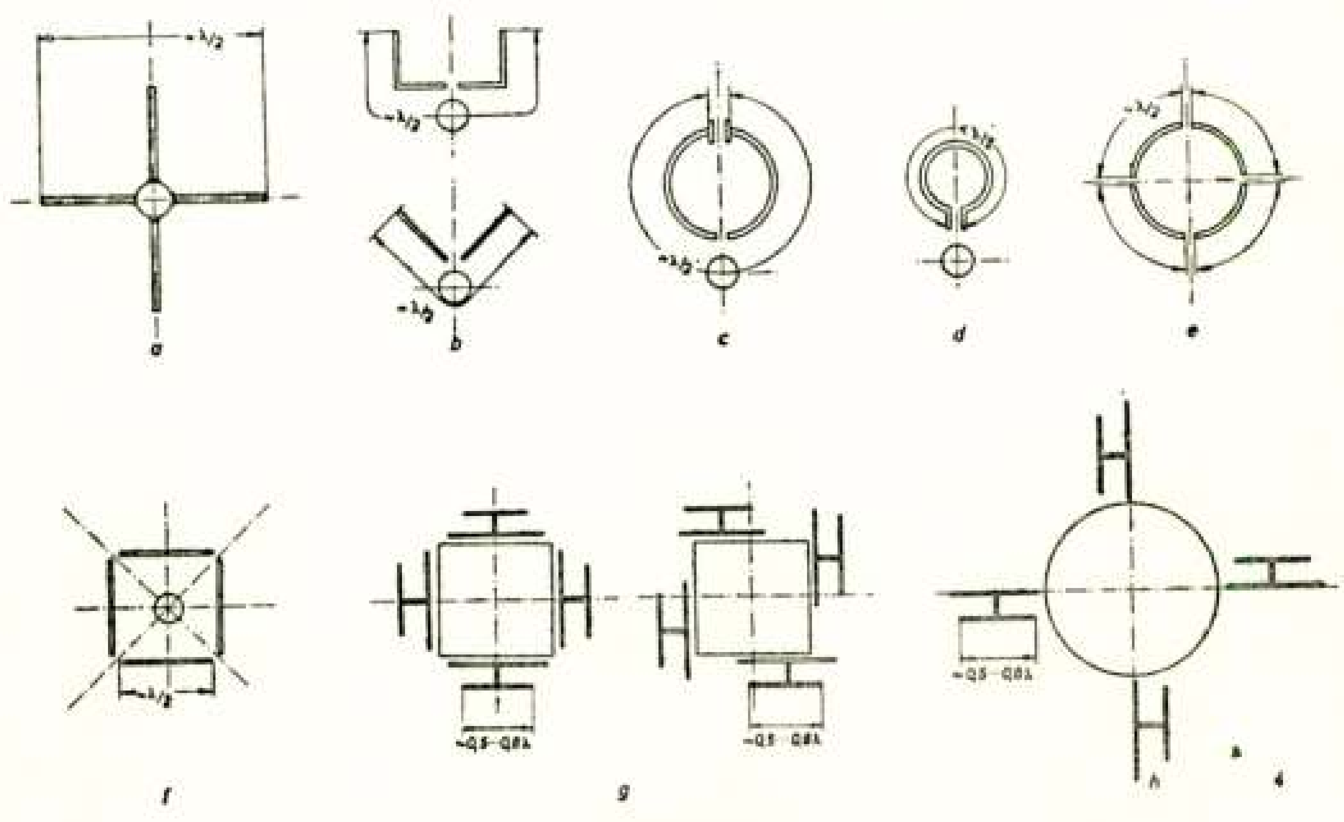


Abb. 12
Anordnung von Strahlerelementen zur Erzielung eines horizontal polarisierten Rundstrahldiagramms

davon verlangt gleichzeitig Rundstrahlung. Ein horizontal-polarisiertes Rundstrahldiagramm kann man auf verschiedene Weise erzielen. Einige Möglichkeiten sind in Abb. 12 schematisch dargestellt. Bekanntlich weist ein horizontaler Dipol ein achterförmiges Horizontaldiagramm auf, so dasz für zirkulare Abstrahlung zwei Dipole senkrecht zueinander angeordnet werden, deren Ströme eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen (*a*). Annä-

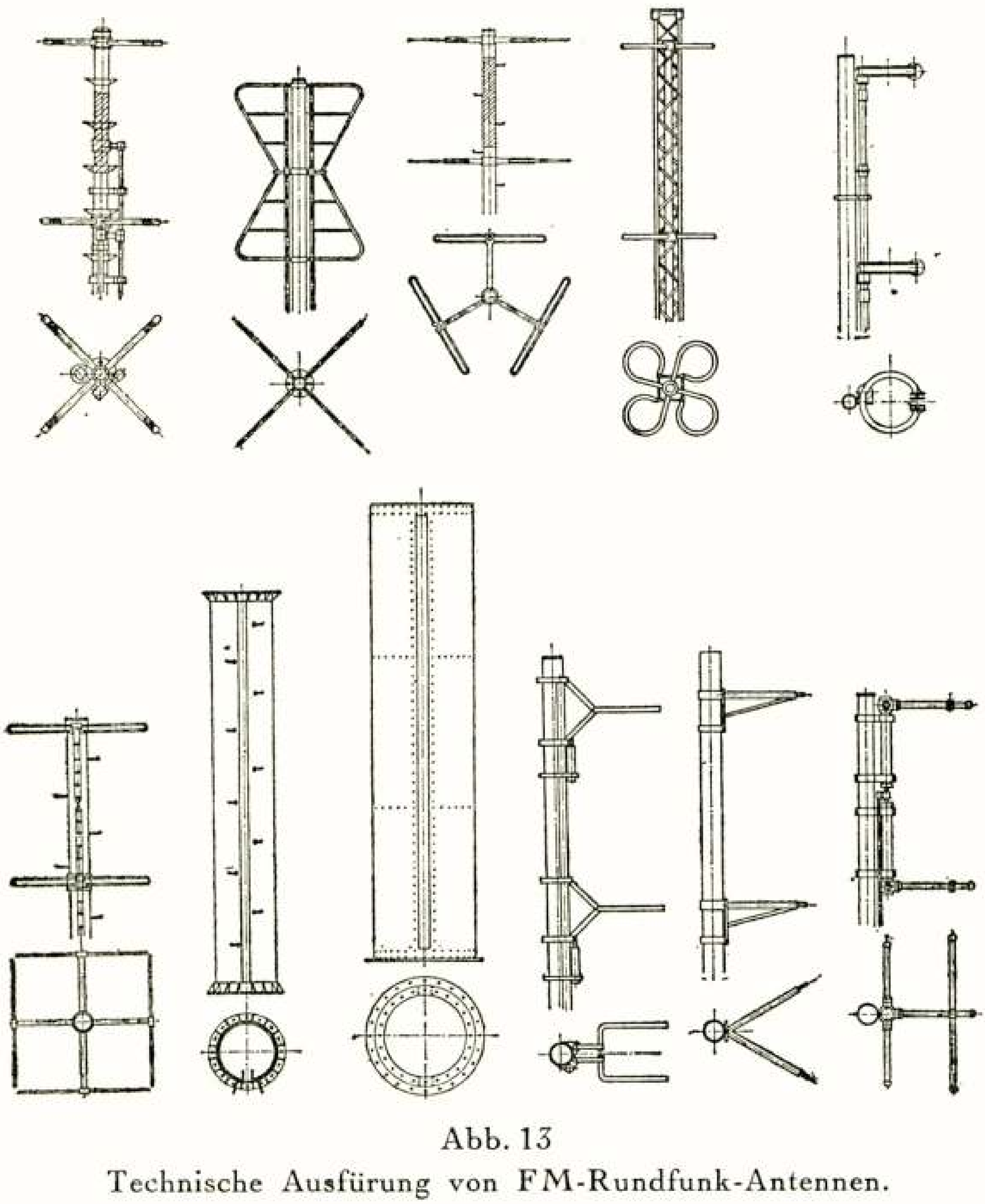


Abb. 13
Technische Ausfürung von FM-Rundfunk-Antennen.

hernd gleichmäszige Abstrahlung nach allen Richtungen erhält man auch durch *V*- oder *U*-förmige Abknickung eines Dipols (*b*) oder durch einen Ringstrahler (*c*). Er entspricht dann im wesentlichen einer Stromschleife (magnetischer Dipol) (d). Um einen gleichmäszigen Strombelag zu erreichen, wird die Stromschleife in mehrere Abschnitte unterteilt (*e*) oder durch einen Dipolrahmen angenähert (*f*). Sämtliche der angedeuteten Anord-

nungen können durch Linien- oder Flächenstrahler realisiert werden, was im Fall (*e*) zu der Zylinderantenne führt. Wegen der besseren Entkopplung gegen den Tragmast kann der Dipolrahmen (*f*) durch eine Vierergruppe aus Richtstrahlfeldern (*g*) ersetzt werden. Prinzipiell können die Vierergruppen auch mit tangentialer Abstrahlung angeordnet werden (*h*).

Die genannten Anordnungen sind theoretisch und praktisch bezüglich ihrer Strahlungs-Eigenschaften, ihrem Zusammenwirken mit der tragenden Mastkonstruktion und ihrer technischen Ausführung eingehend untersucht worden (Abb. 13). Das Horizontal-Diagramm aller Anordnungen weist, frequenzabhängig, eine gewisse Abweichung von der idealen Kreisform auf. Diese Unrundheit hängt von verschiedenen Faktoren ab. Abgesehen von der Zylinderantenne, die selbst als Mastkonstruktion ausgebildet werden kann, benötigen alle Anordnungen einen Tragmast, der im Nahfeld der Strahlungsquellen liegt und damit das Rundstrahl - Diagramm mehr oder minder stark beeinfluszt.

Bei Antennen mit hohem Leistungsgewinn musz der Tragmast aus statischen Gründen mit einem Querschnitt ausgeführt werden, der in der Gröszenordnung einer Wellenlänge der Betriebsfrequenz liegt. Dadurch ergibt sich bei einigen Konstruktionen ein Mitschwingen des Mastes oder eine Abschattung durch den Mast, bei anderen wiederum liegen die einzelnen Stromvektoren so weit von der Mastachse entfernt, dasz durch die Phasenlaufzeit in einigen Richtungen Interferenz-Wirkung mit Strahlungsverringerung auftritt. Als besonders gut geeignet für hoch bündelnde Antennen haben sich die Vierergruppen aus Richtstrahlfeldern erwiesen (Abb. 14). Durch die zwischen

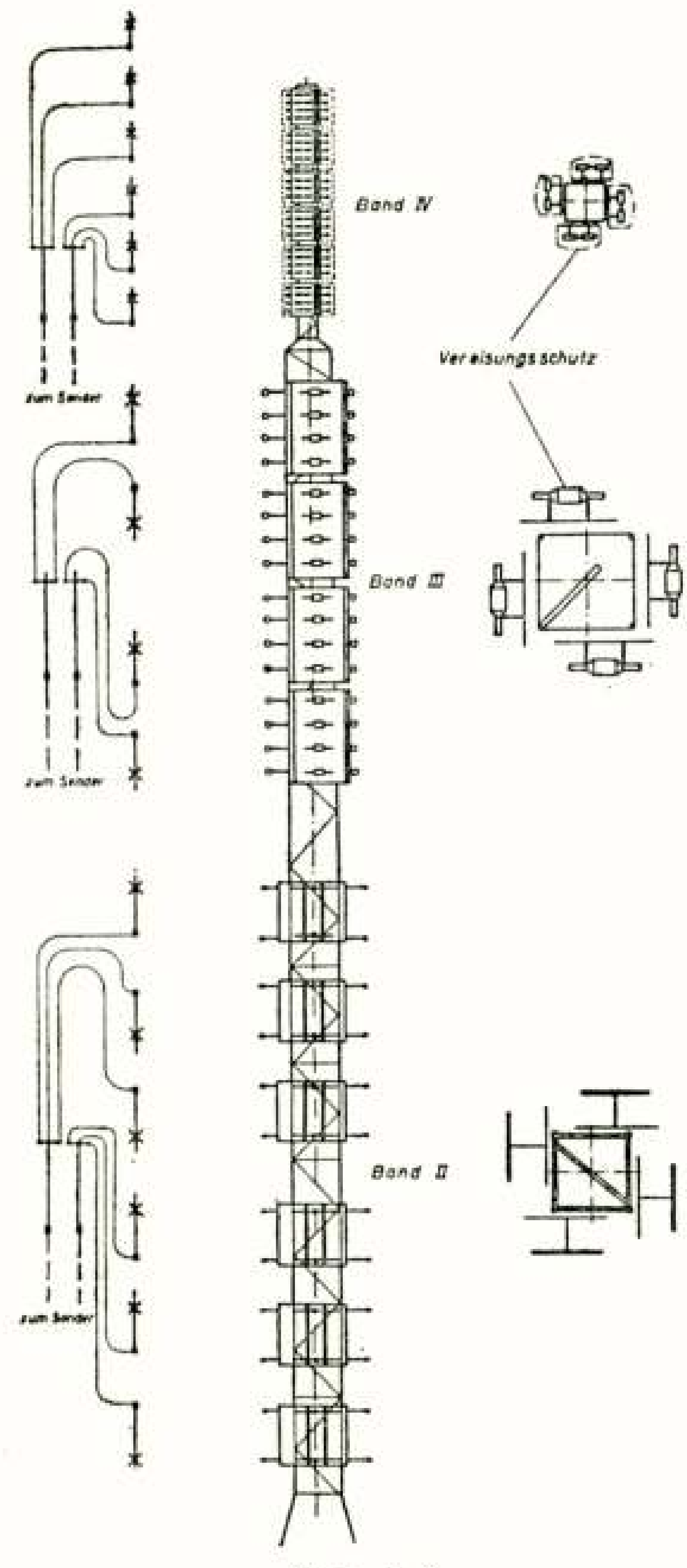


Abb. 14
Rundfunk- and Fernsehantennen aus Richtstrahlfeldern

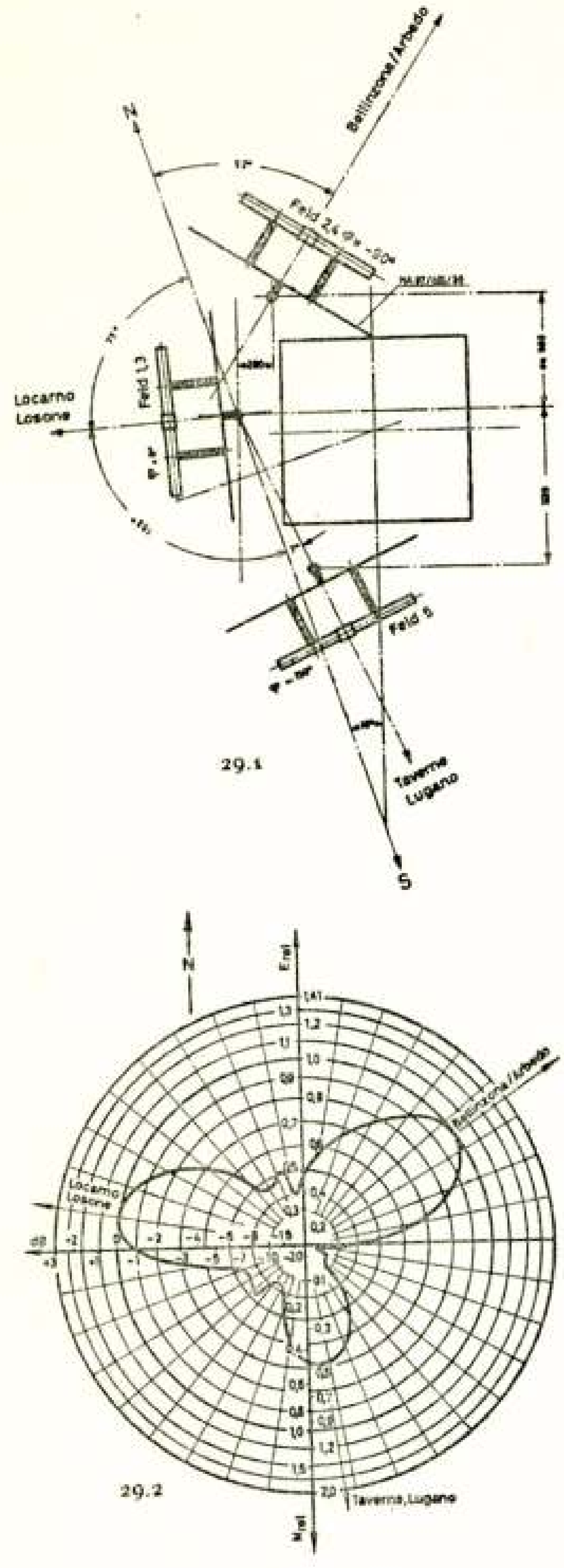


Abb. 15
An das Versorgungsgebiet angeglichenes Horizontaldiagram einer Gruppe von Richtstrahlfeldern

den Strahlerelementen und dem Mast liegenden Reflektor-Elemente wird bei richtiger Dimensionerung eine gute Entkopplung erzielt. Bei richtiger Halbwertsbreite des Einzel-Diagramms kann ein Mastquerschnitt gewählt werden, der bei ausreichender statischer Festigkeit im Innern bequem besteigbar ist, genügend Raum für Antennenverteiler, Speisekabel und Verteilerkabel bietet und auch die Anlage mehrerer Antennen für verschiedene Frequenzbereiche übereinander gestattet.

Die Verwendung von Richtstrahlfeldern bringt eine ganze Reihe weiterer Vorteile, so dasz diese mehr und mehr andere Antennenkonstruktionen auf dem Gebiet der Rundfunk- und Fernsehantennen verdrängen. Man kann mit ihnen durch geeignete Anordnung, Leistungs- und Phasenverteilung eine Vielzahl von zugeschnittenen Horizontal-Diagrammen erzeugen, die dem speziellen Versorgungsgebiet besonders gut angepaszt sind (Abb. 15). Ebenso läszt sich das Vertikal-Diagramm in weitesten Grenzen beeinflussen, da das Speisungssystem durch einfache Masznahmen für Diagrammneigung und Nullstellenauffüllung ausgebildet werden kann. Als Einheitsfelder werden wahlweise sogenannte Vierer- bzw. Achterfelder verwendet, die aus Reflektorgittern mit der entsprechenden Anzahl von Dipolen bestehen. Sie können für horizontale und vertikale Polarisation hergestellt werden. Durch die Verwendung von Doppeldipolen, die Kopplung der einzelnen Dipole untereinander und mit dem Reflektor ergibt sich eine natürliche Breitbandigkeit, die kaum von anderen Anten-

nenbauformen erreicht wird. Gleichzeitig ist eine wirtschaftliche Fertigung durch die Verwendung gleicher Antennenelemente für möglichst breite Frequenzbereiche gewährleistet, die eine serienmäszige Herstellung und eine rationelle Lagerhaltung ermöglicht.

Das Speisungssystem der bisher besprochenen Antennen besteht aus einzelnen Kabeln, die über Gruppenverteiler und Hauptverteiler die Energie den einzelnen Strahlerelementen zuführen. Da alle Verteilerkabel vom Antennenanschlusz bis zu den Elementen, abgesehen von den zu Kompensationsmasznahmen, zur Nullstellenauffüllung und Diagrammneigung erforderlichen Unterschieden von maximal etwa 270°, elektrisch gleich lang sind und deshalb über den Betriebsbereich der Antennen nur unbedeutende Phasenänderungen auftreten, spricht man hier von Breitbandspeisung. Es hat nicht an Bestrebungen gefehlt, dieses komplizierte Speisungssystem zu vereinfachen und zu verbilligen. Nachfolgend seien noch einige Bauformen aufgeführt, die als Kanalantennen entwickelt wurden und deren Strahlerelemente ebenso wie die Speisung nur für einen schmalen Frequenzbereich geeignet sind.

Schlitzantennen sind wegen ihres einfachen konstruktiven Aufbaus und wegen der glatten, zylindrischen Oberfläche ohne die vielfältige Gliederung durch Dipolelemente, Dipolstützen und Speiseleitungen hierzu besonders geeignet.

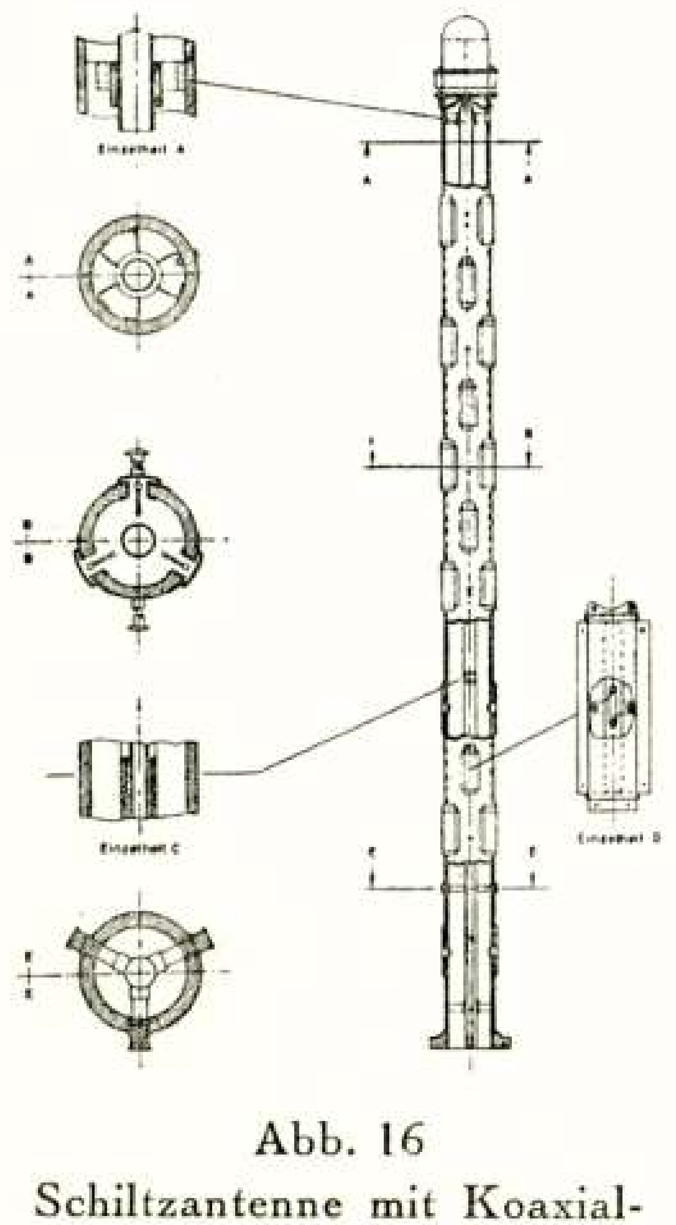


Abb. 16
Schiltzantenne mit Koaxialspeisung

Die Schlitzantenne mit Koaxialspeisung nach Abb. 16 besteht aus einem Rohr, das gleichzeitig den Auszenleiter einer koaxialen Speiseleitung darstellt. Um die bei einseitiger Einspeisung sehr geringe Bandbreite zu vergröszern, ist die Leitung in der unteren Antennenhälfte als Doppelkoaxial ausgeführt, so dasz die die Schlitze anregende fortschreitende Welle sich von der Antennenmitte nach oben und unten ausbreitet. Beide Antennenhälften weisen je sieben Strahlergruppen auf, die durch drei unter 120° angeordnete Schlitze mit einer Schlitzlänge von etwa 1,3 Wellen-

längen dargestellt werden. Die Schlitze aufeinanderfolgender Gruppen sind gegeneinander um 60° versetzt, um ein möglichst günstiges Rundstrahldiagramm und gleichzeitig höhere mechanische Festigkeit zu erhalten. Die Auskopplung der Energie aus der fortschreitenden Koaxial-Welle erfolgt durch Koppelschleifen.

Eine weitere Schlitzantenne mit Koaxialspeisung verwendet eine Reihe von senkrecht zueinander stehenden und in der Vertikalen um 90° versetzten Schlitzpaaren, die mit 180° Phasenunterschied gespeist sind (Abb. 17). Die fortschreitende Welle wird am unteren Ende der Antenne eingekoppelt. Die Phase der Schlitzströme, die auf einer Wendel mit der Steigung λ liegen, schreitet durch die vertikale Versetzung und die abwechselnd links und rechts vom Schlitz liegende Auskopplung progressiv um 90° fort. Die am oberen Ende der Antenne angebrachten modifizierten Endschlitze strahlen die noch verbleibende Energie ab und stellen einen reflexionsfreien Abschlusz der Koaxialleitung dar. Die Verwendung einer praktisch rein fortschreitenden Welle und die Drehfeldspeisung der Schlitze ergibt eine ausgezeichnete Anpassung innerhalb eines Betriebskanals. Durch zusätzliche Korrekturglieder zwischen dem Innen- und Auszenleiter der Antenne kann die Phase und die Amplitude der Schlitzpaare zur Nullstellenauffüllung und Diagrammneigung beeinfluszt werden. Wird das Speisungssystem innerhalb der Antenne vollständig mit Hohlleitern durchgeführt, so bestimmen diese, wie aus dem Beispiel der nachfolgend beschriebenen Zylinderantenne hervorgeht, den Gesamtaufbau der Antenne (Abb. 18).

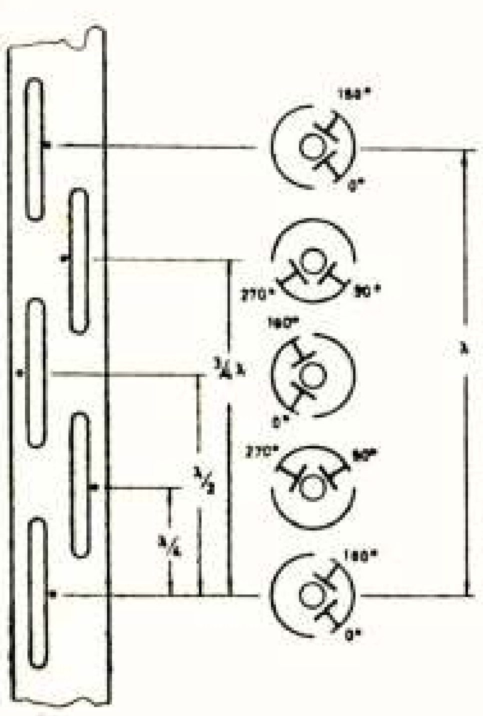


Abb. 17
Schlitzantenne mit progressiver Kopplung

Die Antenne besteht im wesentlichen aus einem zentralen Hohlleiter, der die Energie bis zur Mitte der Antenne führt, und acht äuszeren Hohlleitern, in die mit Hilfe von Sonden aus dem zentralen Hohlleiter die Energie eingekoppelt wird, die sich nach oben und unten über die Apertur der Antenne verteilt und durch Schlitze abgestrahlt wird. Die Antenne hat eine getrennte Einspeisung für den Bild- und Tonsender. Durch die Entkopplung der beiden Eingänge und der innerhalb der Antenne sich ausbreitenden Wellen ist sie für den Betrieb beider Sender ohne Weiche geeignet. Auszer den beiden Eingängen für Bild und Ton weist der zentrale Hohlleiter einen weiteren

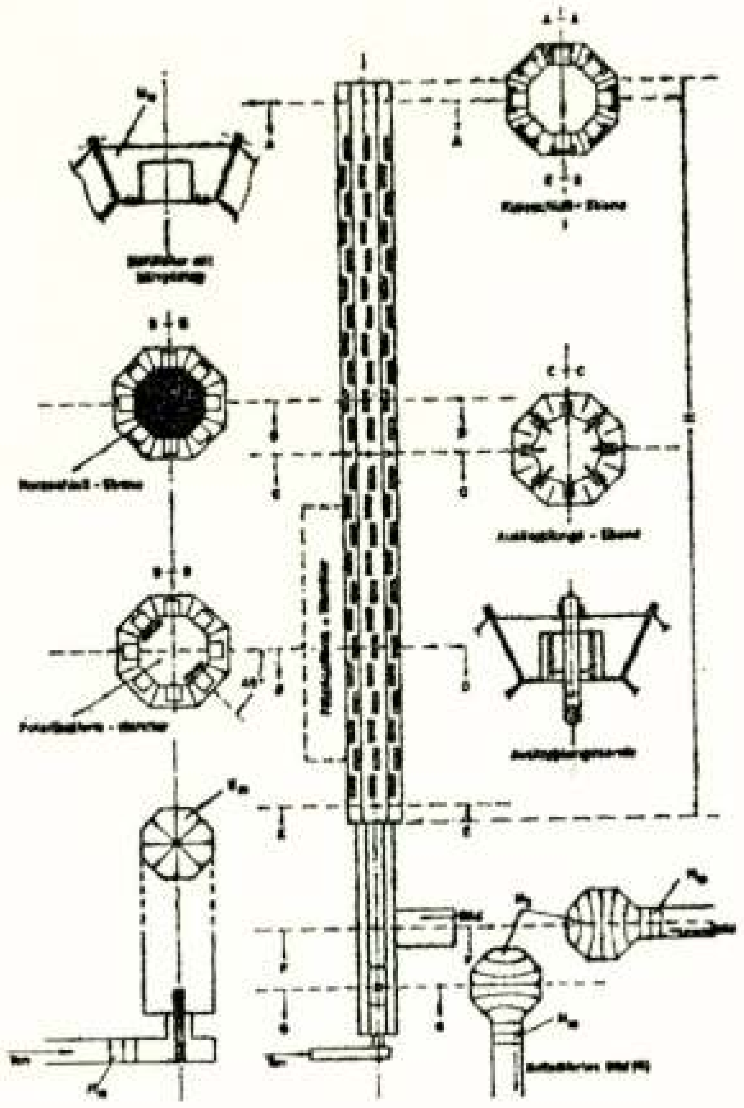


Abb. 18
Schlitzantenne mit Hohlleiter-speisung

Anschlusz senkrecht zum Bildeingang auf, der durch einen Absorptionswiderstand für die reflektierte Welle des Bildsignals abgeschlossen ist. Der zentrale Hohlleiter der Antenne ist achteckig ausgebildet. Mit Rücksicht auf ein günstiges Rundstrahldiagramm werden auf dem Umfang acht Hohlleiter mit versetzten Schlitzen angeordnet. Diese weisen einen U-förmigen Querschnitt auf, der in der gewünschten Schwingungsform (H_{10}-Welle) angeregt wird. Bei gleichbleibenden äuszeren Abmessungen wird durch den Steg die kritische Frequenz auf etwa die Hälfte herabgesetzt.

Eine weitere Vereinfachung in der Antennenkonstruktion findet man in den Wendelantennen, deren Speiseleitungen in einem wesentlichen Bereich gleichzeitig als Strahlerelemente wirken (Abb. 19). Bei dieser Antenne wird eine auf einer Drahtwendel fortschreitende Welle senkrecht zur Achse der Wendel zur Abstrahlung gebracht. Die auf der Wendel fortschreitende Welle ist durch die Strahlung stark bedämpft. Die Anzahl der Gänge musz deshalb so gewählt werden, dasz einerseits bis zum Wendelende eine möglichst gleichmäszige Abstrahlung erfolgt, andererseits aber eine fortschreitende Welle mit kleiner Reflexion unter Vermeidung von stehenden Wellen auftritt. Jeder Schusz der Antenne trägt eine Wendel mit Rechtsdrehsinn und eine mit Linksdrehsinn, die beide in der Mitte des Schusses an eine gemeinsame Speisestelle angeschlossen sind. Das Ende der Wendel ist mit dem Mast verbunden. Als Speiseleitung wird der Tragmast benutzt, dessen Inneres als Koaxialleitung ausgebildet ist. Eine Diagrammneigung wird bei einer aus mehreren Schüssen bestehenden Antenne dadurch erreicht, dasz die einzelnen Schüsse gegeneinander verdreht werden:

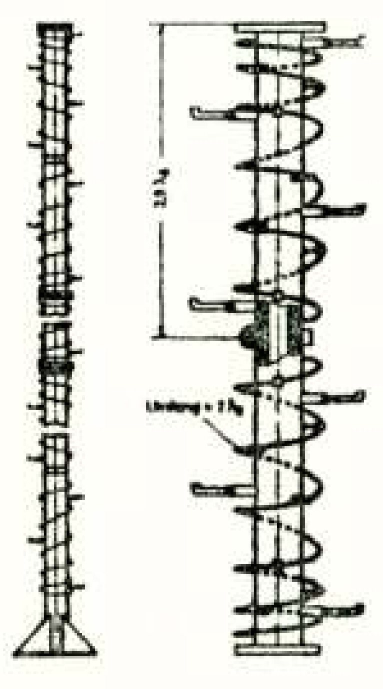


Abb. 19
Wendelantenne

5. Bandbreite von Antennensystemen

Seit den Anfängen der Antennentechnik werden erhebliche Anstrengungen darauf verwendet, die Betriebsbandbreite der Antennen zu erweitern. Dabei soll sowohl das Strahlungsdiagramm als auch die Anpassung an das Speisekabel über einen groszen Frequenzbereich erhalten bleiben. Zunächst wurde das Ziel verfolgt, das Verhalten des Einzelementes, wie z.B. Dipol, Schlitz- oder Flächenstrahler, zu erforschen (Abb. 20 und 21).

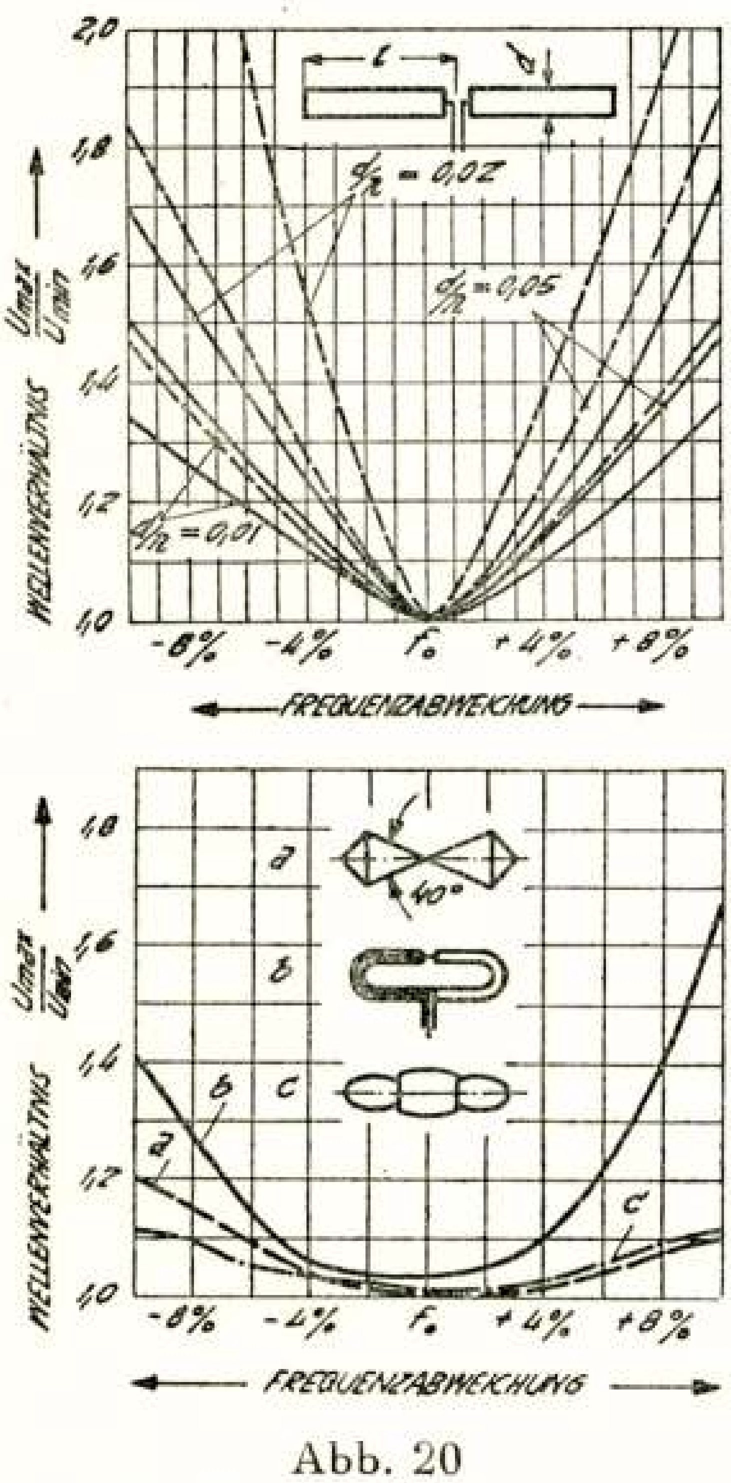


Abb. 20
Breitbandverhalten von Dipolstrahlern

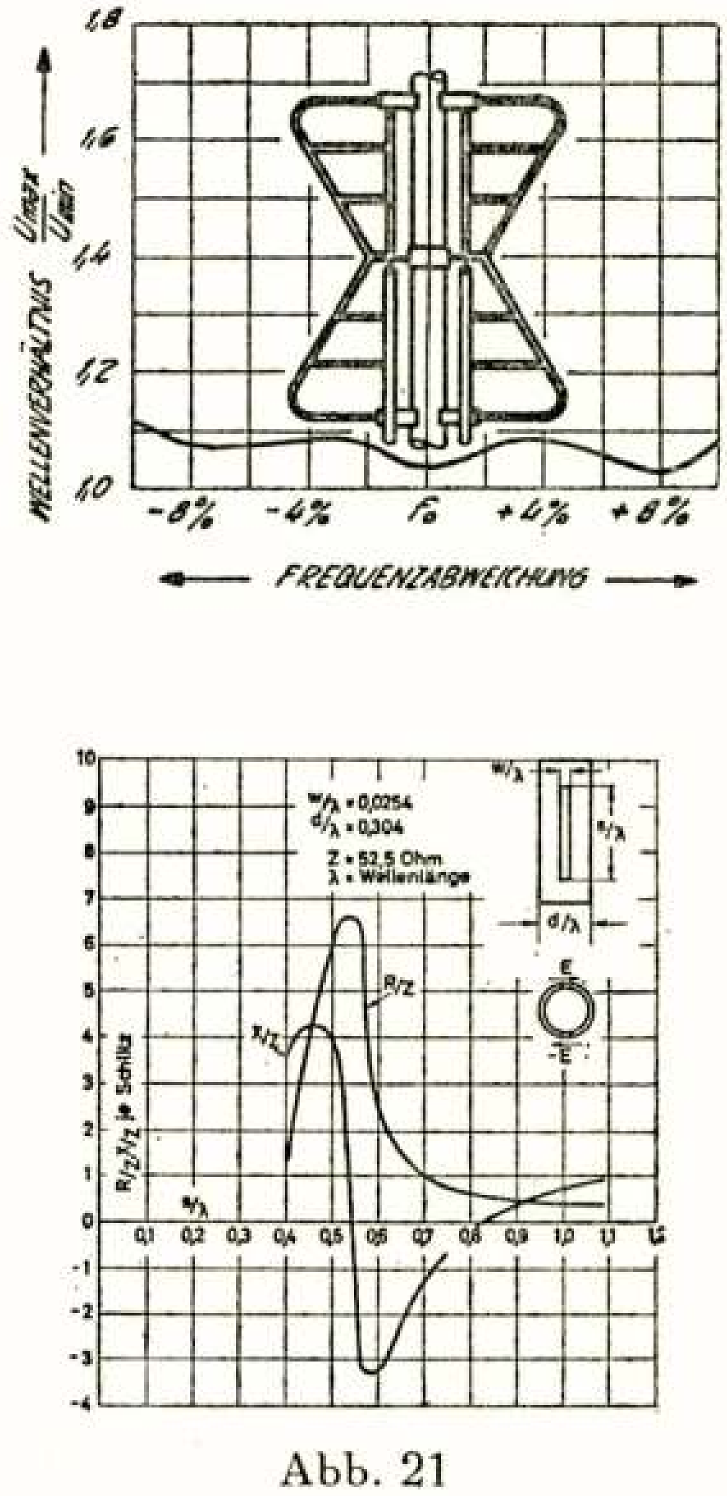


Abb. 21
Breitbandverhalten von Flächenstrahlern

Die Richtlinien für die optimale Dimensionierung dieser Elemente sind allgemein bekannt. Wesentliche Fortschritte wurden aber erst durch die Phasenkompensation erreicht, deren Anfänge auf die Quirlantennen zurückgehen und die heute auch bei beliebigen Kombinationen von Richtstrahlfeldern angewendet werden. Da der Eingangswiderstand gleich aufgebauter Felder nach Betrag und Phase in dem betrachteten Frequenzbereich

nahezu identisch verläuft, ist die Phasenkompensation bei diesen Anlagen besonders wirksam.

Schlieszt man zwei gleiche Verbraucher über eine Verzweigung an eine gemeinsame Speiseleitung an, so wird man auf dieser, gleiche Leitungslängen zwischen Verbraucher und Verzweigung vorausgesetszt, stets wieder die gleiche Welligkeit messen. Die Zusammenschaltung der beiden Verbraucher hat also nichts an den Anpassungsverhältnissen geändert. Die an den Verbrauchern reflektierten, rücklaufenden Wellen addieren sich nach Durchlaufen der Verzweigung gleichphasig und laufen auf der gemeinsamen Speiseleitung ungestört in Richtung Generator. Werden die Verbraucher über ungleiche Leitungslängen am Verzweigungspunkt angeschlossen, so erfolgt eine vollkommene oder teilweise Auslöschung der reflektierten Wellen und auf der gemeinsamen Speiseleitung eine entsprechende Verringerung der Reflexion (Welligkeit) und damit eine Verbesserung der Anpassung der Leitung an den Generator. Die Vorstellung von der Auslöschung gegenphasiger Wellen bei der Ueberlagerung ist zwar anschaulich und hat sich in der Praxis weitgehend eingebürgert, ist jedoch nicht korrekt. Bei Speisung der Verbraucher über verschiedene Leitungslängen kommen die Wellen bei geeigneter Längendifferenz gegenphasig am Verzweigungspunkt an und haben keine Möglichkeit, in die gemeinsame Speiseleitung einzudringen. Die Wellen laufen wieder zu den Verbrauchern und werden dort im wesentlichen absorbiert d.h. im Fall einer Antenne abgestrahlt. Die Phasenspeisung hat also keine „Auslöschung" der Wellen zur Folge. Die Absorption in den Antennenelementen erfolgt mit einer der doppelten Laufzeit auf den Verbindungskabeln zwischen Antenne und Verzweigungspunkt entsprechenden Verzögerung. Falls die elektrischen Längen dieser Kabel kürzer als etwa 15 ... 20 m sind, spielt sich der ganze Vorgang noch innerhalb eines Bildpunktes ab und bleibt damit unsichtbar. Die mit statischen Meszverfahren gemessene Verbesserung der Anpassung entspricht dann der tatsächlichen Verbesserung der Bildqualität und deckt sich mit den Ergebnissen der Impulsmessung. Befinden sich die Quellpunkte der nach verschiedenen Richtungen abstrahlenden Elemente auf einer gemeinsamen Achse, wie das bei den Quirlantennen der Fall ist, so kann die Phasenspeisung ohne besondere Masznahmen angewendet werden. Bei verschobenen Quellpunkten ist jedoch zu beachten, dasz zur räumlichen Phasenlaufzeit die aufgeprägte Phase der Elemente addiert werden musz und da-

durch eine untragbare Verformung der Horizontaldiagramme gegenüber gleichphasig gespeisten Elementen auftritt. Die Phasenspeisung konnte sich daher erst allgemein durchsetzen, nachdem nachgewiesen werden konnte, dasz jedes mit gleichphasiger Speisung erreichbare Diagramm durch geeignete räumliche Versetzung der Quellpunkte auch mit phasengespeisten Elementen aufgebaut werden kann. Darüber hinaus sind Verfahren einer Mehrfachkompensation entwickelt worden, die sowohl den Einflusz innerer Reflexionsstellen des Speisesystems an Verteilern u.ä. zusätzlich verringern, als auch Amplituden und Phasenfehler, die auf die nicht völlig zu eliminierende Fehlanpassung der Elemente zurückzuführen sind, aufheben und zur Verrundung und Verbesserung der Strahlungsdiagramme beitragen.

6. **Mechanische Probleme**

Zu den interessantesten Aufgaben des Antennenbaus zählt die Projektierung und Ausführung moderner Groszanlagen für die UKW- und Fernsehversorgung. Da für diese Antennen sehr hohe Leistungsgewinne verlangt werden, können im Werk fertig verdrahtete Einzelantennen nicht zur Anwendung kommen. Die Antennen werden als Grundelemente geliefert und an der Baustelle an der Mastkonstruktion montiert und verdrahtet. Die Wahl des Antennenträgers ist durch die örtlichen Verhältnisse und die besonderen Aufgaben, die die betreffende Sendestelle zu erfüllen hat, bestimmt. Bei horizontaler Polarisation der Sendeantennen werden meist abgespannte Maste verwendet, soweit das Gelände die Anbringung von Pardunen zuläszt. Die Pardunen können ohne Störung des Antennendiagramms vor den Antennenelementen geführt werden. Vertikal polarisierte Antennen werden entweder an dem freien Tragarm eines abgespannten Mastes oder auf freistehenden Türmen montiert. Neuere Untersuchungen des Rundfunktechnischen Instituts haben gezeigt, dasz auch bei vertikaler Polarisation keine Störung durch Pardunen zu befürchten ist. Einige Groszanlagen mit vertikalpolarisierten Elementen sind inzwischen mit abgespannten Masten ausgeführt worden. Neben den reinen Stahlkonstruktionen werden vielfach Betontürme verwendet, auf deren Spitze eine freistehende oder ein abgespannte Stahlkonstruktion angebracht ist. Die Betontürme dienen gleichzeitig für die Aufnahme der Senderbetriebsräume. Anstelle einer Turmkonstruktion aus Stahl kann auch eine vollständig in Beton gebaute Konstruktion verwendet wer-

den. Als Konstruktionselemente der stählernen Antennenträger kommen Winkeleisen, Rohre oder Blechschalen zur Anwendung (Abb. 22).

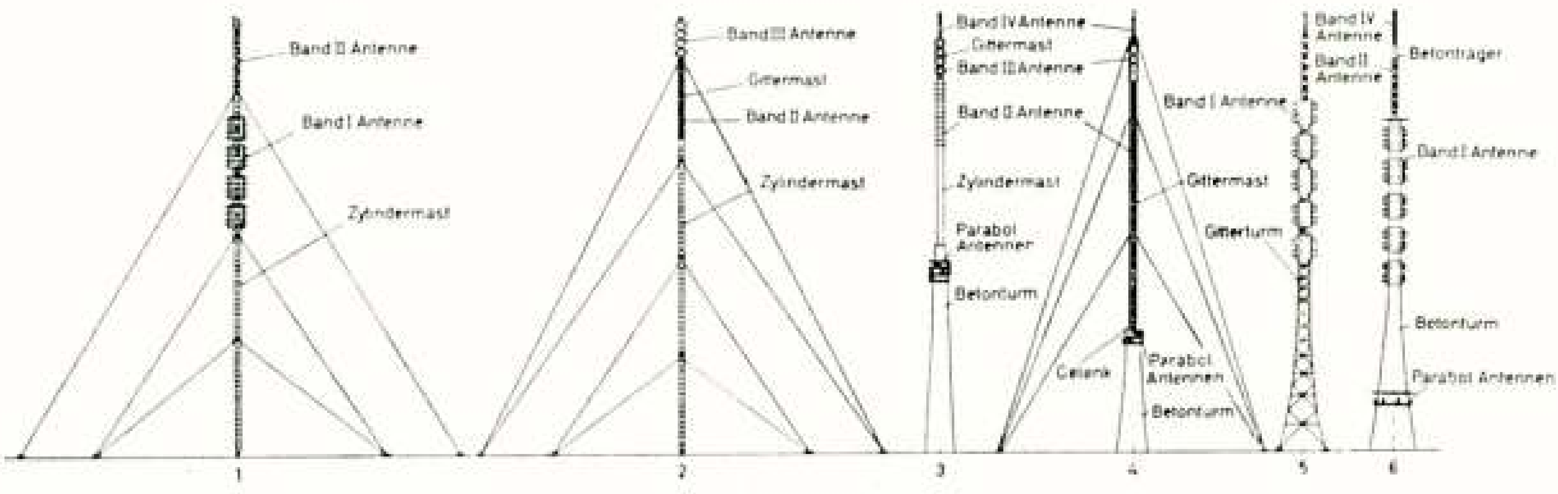


Abb. 22

Antennenträger mit Rundfunk- und Fernsehantennen

Neben den allgemeinen statischen Voraussetzungen im Stahlhochbau beschäftigen den Antennenbauer insbesondere der Einflusz der Auslenkung des Antennenträgers durch Winddruck und Sonnenbestrahlung auf ein starkgebündeltes Vertikaldiagramm, (Abb. 23) die Vermeidung von Korrosionserscheinungen durch Auswahl geeigneter Materialien und intensiven Oberflächenschutz und insbesondere der Schutz gegen Vereisung. Da die Antennenanlagen meist an exponierten Punkten zur Aufstellung kommen und dem Einflusz feuchtigkeitsgesättigter oder salzhaltiger Luft ausgesetzt sind und die Korrosion im HF-Feld sehr aktiv ist, müssen zur Vermei-

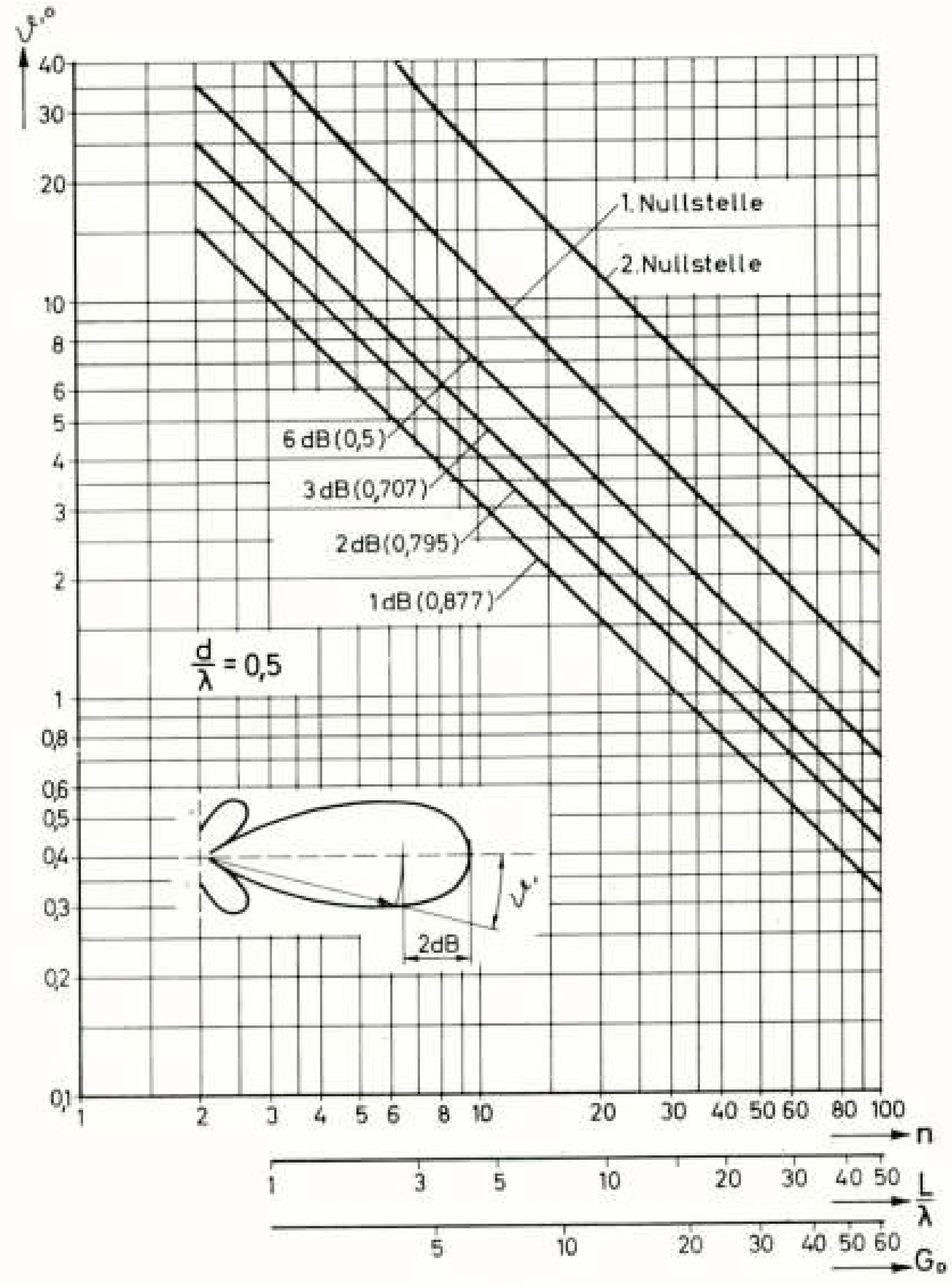


Abb. 23

Charakteristische Oeffnungswinkel eines Vertikaldiagrammes in Abhängigkeit von der Bündelung

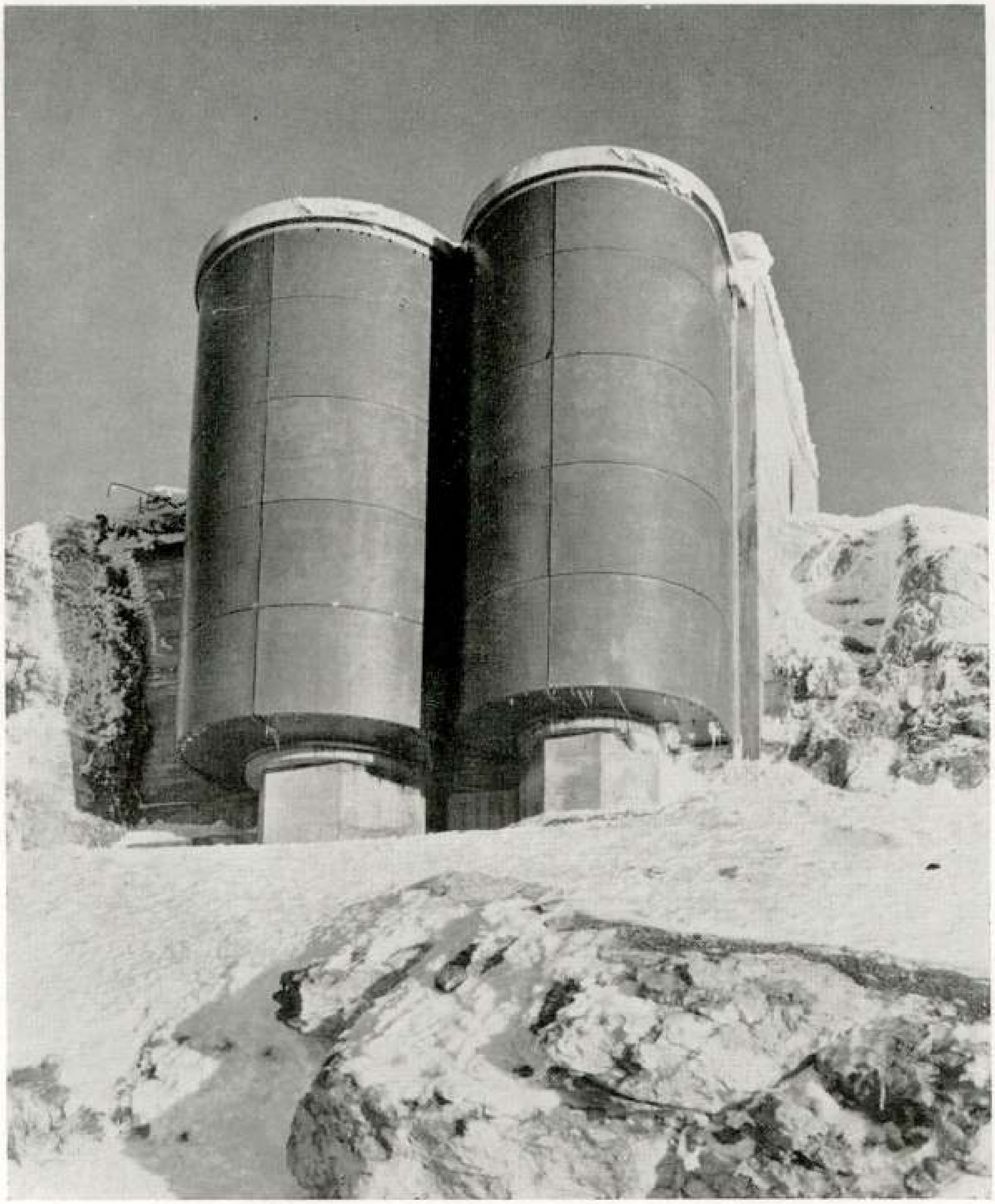


Abb. 24
Kunststoffverkleidung von Rundfunk-Fernsehantennen

dung von Krachtstörungen oder Bildsprüngen besondere Maszнahmen getroffen werden. Einer Vereisung kann im allgemeinen durch verstärkte Konstruktion Rechnung getragen werden. Je nach dem spezifischen Gewicht des Eises, der Aufbaugeschwindigkeit und dem Grad der Temperaturänderung beim Abtauen treten jedoch Vereisungen auf, die nur durch zusätzliche Vorkerungen, wie Plattformen, Schutzgitter oder völlige Verkleidung mit Kunststoff bekämpft werden können (Abb. 24).

7. Mehrfachausnutzung von Antennen

Der Wunsch nach möglichst breitbandigen Antennen ist nicht

allein in einem gelegentlich vorkommenden Frequenzwechsel begründet, der gegebenenfalls ein Auswechseln der Antenne erforderlich machen würde, sondern vielmehr in der Mehrfachausnutzung durch verschiedene Programme. Während es im Anfangsstadium des Fernsehens üblich war, für den Tonsender eine eigene Antenne zu verwenden, werden heute Bild und Ton meist auf die gleiche Antenne gegeben. Zu diesem Zweck sind Frequenzweichen entwickelt worden, die die Rückwirkung des Tonsenders auf den Bildsender und umgekehrt verhindern. Eine besonders einfache Konstruktion einer Fernsehweiche ergibt sich bei der Verwendung einer mit 90°-Phasenverschiebung gespeisten Antenne, die man als Zusammenfassung zweier stark entkoppelter Antennen auffassen kann (Abb. 25). Die Weiche besteht im Prinzip aus einem Verteiler, dessen beiden Ausgängen von einem Eingang her unsymmetrische, vom andern Eingang symmetrische Leistungsanteile zugeführt werden. Das Bild- und das Tonsignal erzeugen gegenläufige Drehfelder in der Antenne. Gleichzeitig sind beide Sender stark entkoppelt, da das gleichphasige Signal des Tonsenders nicht in die symmetrische Leitung des Bildsenders und umgekehrt das gegenphasige Bildsignal nicht in die unsymmetrische Leitung des Tonsenders eindringen kann.

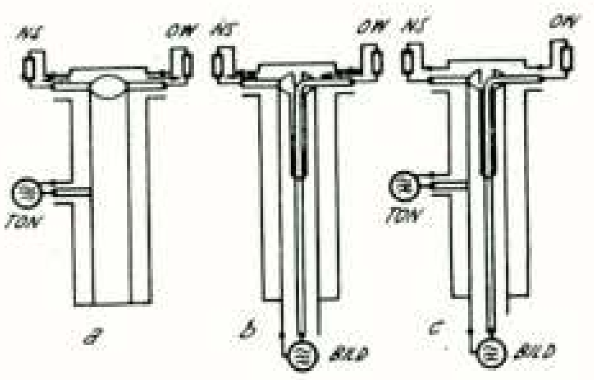


Abb. 25
Bild-Fon-Weiche

Für Antennen, die gleichphasig gespeist werden oder deren Phasenspeisung aus Diagrammgründen nur mit definierten Drehsinn betrieben werden können, ist eine Doppel-Brückenweiche erforderlich, die einen einzigen Antennenausgang besitzt (Abb. 26).

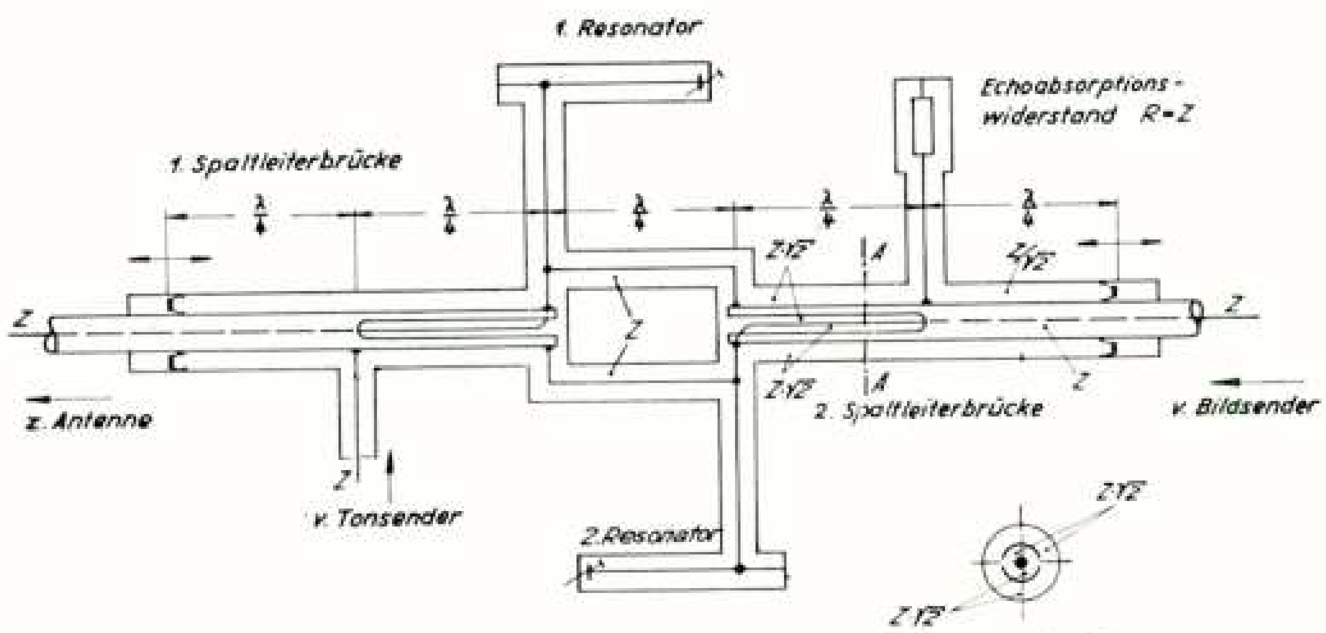


Abb. 26
Doppelbrückenweiche

Die unsymmetrische Spannung des Tonsenders wird an den beiden Resonatoren reflektiert und symmetriert. Sie kann nur den Weg zum Antennenausgang nehmen, während die Leistung

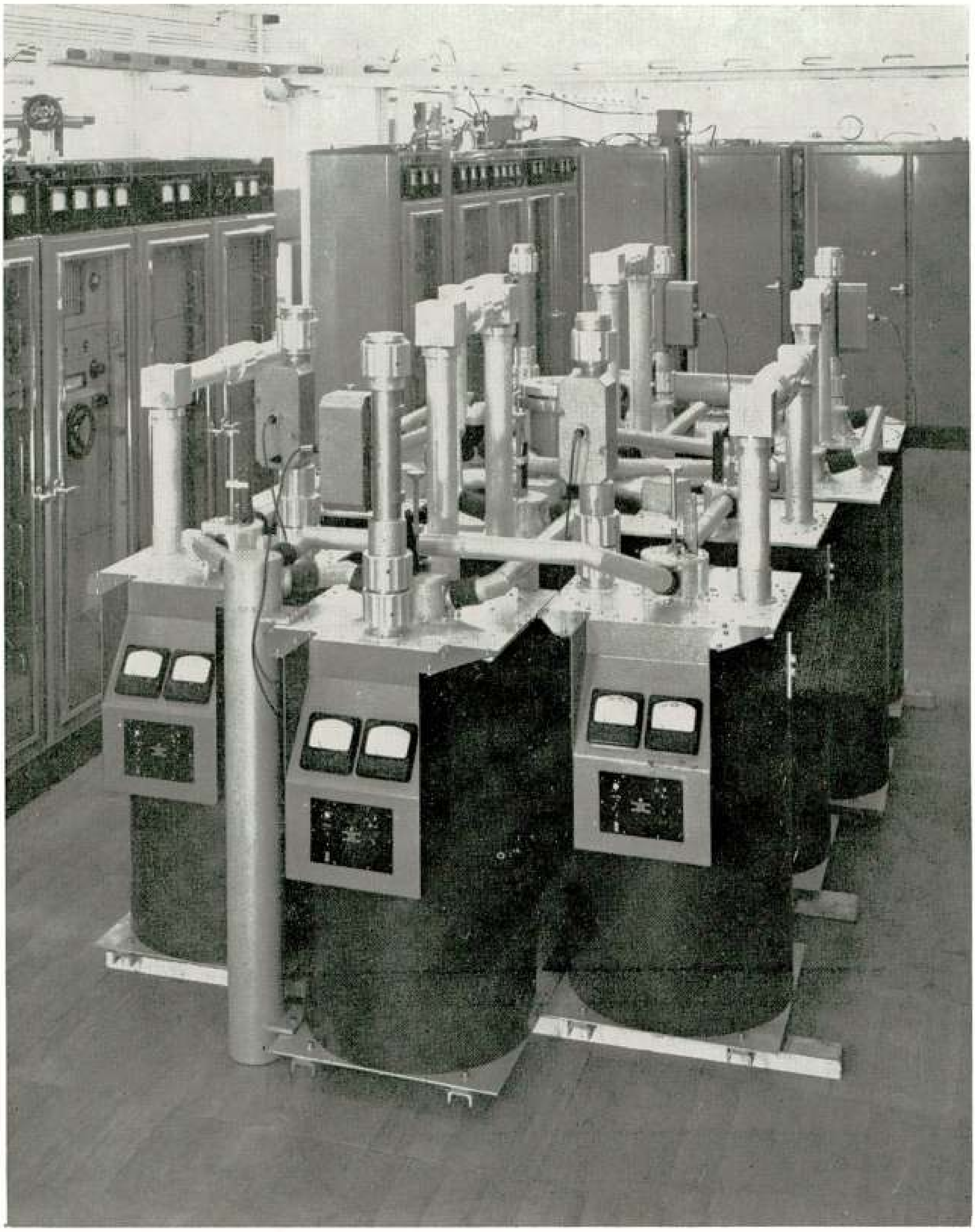


Abb. 27
Bandfilters-Weiche für den Betrieb von sechs 10 kW-Rundfunk-Sendern auf eine Antenne

des Bildsenders unbeeinfluszt von den für den Bildfrequenzbereich als kurzgeschlossene Viertelwellenleitungen wirkende Stichleitungen ebenfalls zur Antenne geführt wird. Es kommen noch eine Reihe weiterer Ausführungsformen von Doppel-Brücken-

weichen zur Anwendung, wobei jeweils das zur Symmetrierung verwendete Verfahren kennzeichnend ist. Bekannt sind die Ringschaltungen, auf die hier nicht weiter eingegangen wird.

Weichen für den Betrieb mehrerer UKW-sender auf eine Antenne werden als Bandfilter ausgeführt, die meist zweikreisig vor jeden Sender geschaltet werden (Abb. 27). Dabei ist zu beachten, dasz die Leitungslängen vom Antennenverteiler zu den Bandfiltern so dimensioniert werden, dasz die Blindströme im System möglichst klein gehalten werden. Man kann auch jedem Sender Sperrfilter vorschalten, die die Frequenz der anderen Sender aussperren. Für den Durchlasz der eigenen Frequenz musz ein weiteres Filter vorgeschaltet werden, das die Blindkomponenten der Sperrfilter kompensiert. Das zuletztgenannte Verfahren ist sehr aufwendig, da bei drei Sendern bereits neun Filterkreise erforderlich sind, während man mit sechs Bandfilterkreisen auskommt.

Manuscript ontvangen 11 mei 1962.

Beschouwingen over enkele communicatie-antennes

door N. Knudtzon *)

1. De antennes als onderdelen van het systeem

Fig. 1.1 toont een blokdiagram van een communicatie-systeem, waarvan de eindpunten vast of mobiel kunnen zijn. Het bestaat uit vier blokken: de zender *Z* en de ontvanger *O*, en daarbij de zendantenne A_z en de ontvangantenne A_o. De functie van deze laatst genoemde systeem-elementen is het aanpassen van de eindinstallaties aan het propagatie-medium. De eigenschappen hiervan en van de ruis, hangen af van de frequentie en van de geografische plaatsing. Op de systeem-ingenieur rust de taak *elk van de vier blokken zodanig te dimensioneren dat het betreffende systeem als geheel wordt geoptimaliseerd voor de vastgestelde eisen, daarbij rekening houdend met de kosten*. Er bestaat bijvoorbeeld een evenwicht tussen zendvermogen en antennewinst.



Fig. 1.1
De antennes als onderdelen van een communicatie-systeem.

De antenne-karakteristieken kunnen als volgt worden samengevat:

- Winst
- Stralingsdiagram (horizontaal en verticaal)
- Polarisatie
- Bandbreedte
- Impedantie
- Nuttig effect
- Belastbaarheid
- Afmetingen
- Bestendigheid.

Antennes kunnen gemaakt worden met grotere winst in decibels, met speciale diagrammen in azimuth en elevatie, en met de meest gunstige polarisatie. De bandbreedte van de antenne wordt niet uitsluitend bepaald door de bandbreedte van de informatie, maar tevens door het propagatie-medium en de ver-

*) Shape Air Defence Technical Centre.

langde soepelheid bij de keuze van frequenties. Zodoende kan de verhouding tussen de verlangde bandbreedte tot de werkfrequentie belangrijk groter dan 1 zijn voor HF-systemen en kleiner dan 10^{-3} voor SHF-systemen. Aanpassing moet worden tot stand gebracht tussen voedingslijn en antenne. Het nuttig effect van zowel zend- als ontvangantenne moet zo hoog mogelijk worden opgevoerd, terwijl de zendantennes het toegevoerde vermogen moeten kunnen verwerken. De afmetingen kunnen onder bepaalde omstandigheden kritiek zijn. De antennes moeten bestand zijn tegen weersomstandigheden en liefst zo min mogelijk onderhoud vereisen.

Het optimaliseren wordt een ingewikkeld proces, daar al deze karakteristieken met elkaar verband houden en vaak met elkaar in conflict zijn. Dit wordt verder gecompliceerd door hun frequentie-afhankelijkheid.

Frequentie-discriminatie behoeft niet een belangrijke eigenschap van de antenne zelf te zijn, omdat doelmatige filters in de voedingslijnen of in de rest van de apparatuur kunnen worden aangebracht.

Enkele typische antenne problemen zullen worden behandeld en oplossingen aangegeven voor VLF-antennes, logaritmisch-periodieke antennes in het HF gebied, VHF-ionoscatter antennes, UHF-troposcatter antennes en SHF-straalbundel antennes.

Enkele van deze problemen vallen niet onder Nederlandse condities, maar zullen u toch wel kunnen interesseren. Deze voordracht toont een neiging tot militaire toepassingen, maar zal toch niet ingaan op zulke gespecialiseerde onderwerpen als het „verharden" van antennes.

2. VLF antennes

2.1 *Gebruik*

De voortplanting van golven bij zeer lage frequenties kan men het best omschrijven door te zeggen dat zij „aan het aardoppervlak vastgekleefd zijn". Frequenties in dit bereik, (lager dan 30 kHz) worden toegepast op directe radio-verbindingen over de gehele aarde en met een beperkte informatie-bandbreedte. Dergelijk systemen zijn in het bijzonder van belang voor militaire doeleinden.

In het kort volgen enkele typerende oplossingen van het probleem om de geweldige antenne-afmetingen, die hier nodig zijn, constructief tot stand te brengen.

2.1 *Antennes met masten*

Het ligt voor de hand masten te gebruiken. Fig. 2.1 toont een schets van de antenne van de zender „Goliath", die in de tweede wereldoorlog voor Duitsland gebruikt werd voor berichten aan duikboten over de gehele wereld en zelfs vele meters onder water. Het is in wezen een meervoudig afgestemde antenne van het type Marconi. Het stralings rendement verliep tussen 75% bij 15 kHz en 90% bij 60 kHz. De horizontale draadnetten deden dienst als topcapaciteit ten opzichte van de

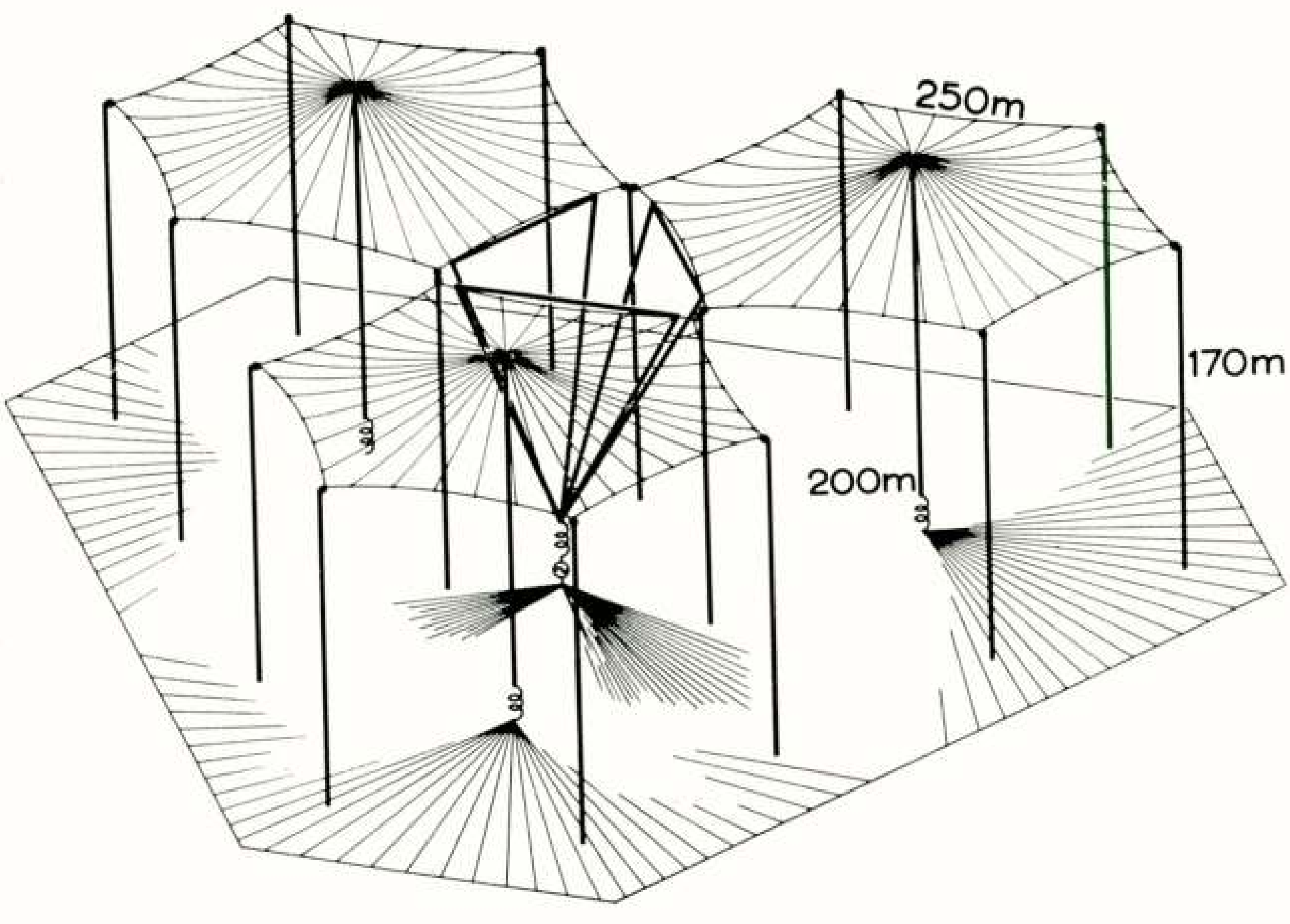


Fig. 2.1
Het VLF-antennesysteem van de zender „Goliath".

aarde, terwijl de zes vertikale toevoerleidingen en de drie masten voor de uitstraling aansprakelijk waren. Er was een zeer uitgebreid aardnet aangebracht.

Deze installatie heeft later als voorbeeld gediend bij het ontwerp van de nieuwe zender van de Marine van de Verenigde Staten bij Cutler, Maine, zie fig. 2.2 lit. 1). Twee identieke antennes worden gevoed door twee eindtrappen van 1000 kW ieder met een frequentie van 14,9 kHz of hoger. Het antennenet bestaat uit geleiders van een duim dikte met een totale lengte van 100 km. Het wordt gedragen voor 26 masten met hoogten tussen 250 en 300 m, opgesteld in de vorm van een dubbele ster. In de lengterichting is het gehele antennesysteem 5 km lang.

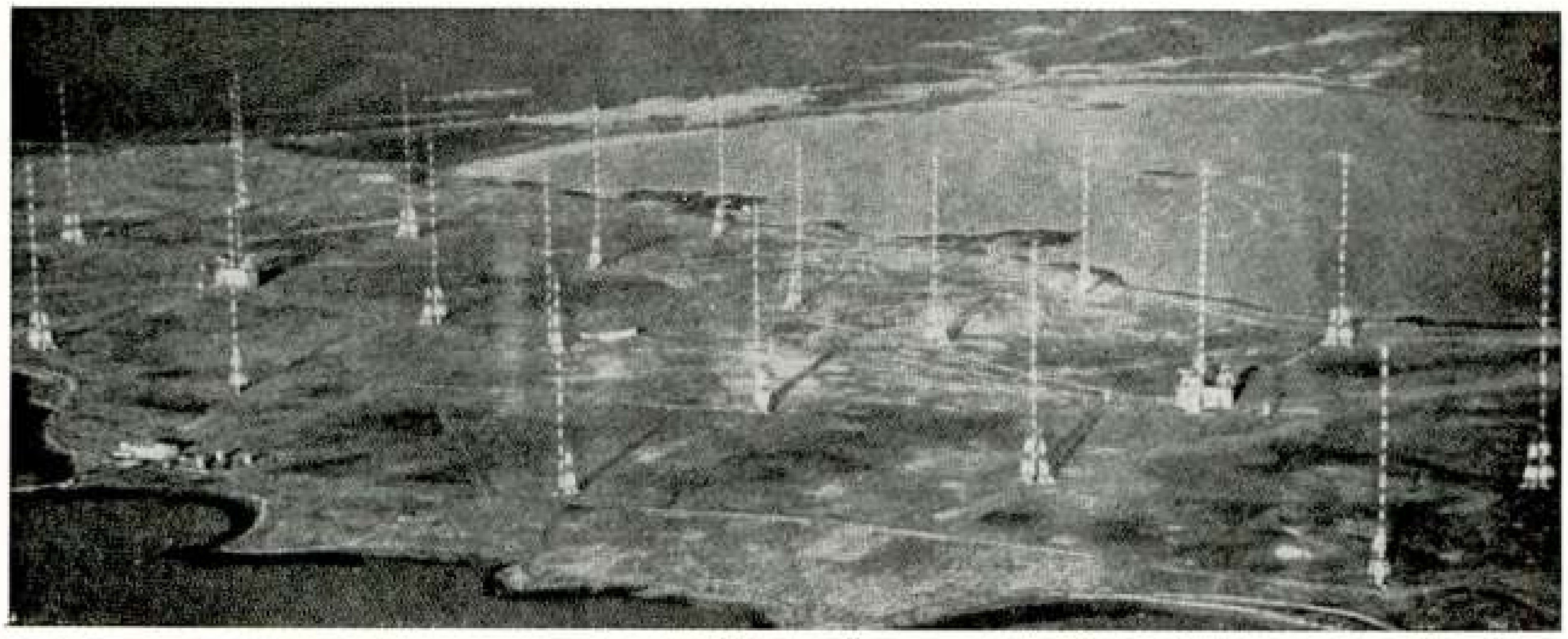


Fig. 2.2
Het VLF-antennesysteem van de zender bij Cutler, Maine.

2.3 *Antennes tussen bergtoppen*

Men heeft, teneinde de bouw van hoge masten te ontgaan, VLF-antennes opgehangen tussen bergtoppen.

Figuur 2.3 geeft een voorbeeld. Het is de antenne voor de zender van de Marine van de Verenigde Staten in de Jim Creek vallei, Washington (lit. 8). Hij wordt gevoed door twee eindtrappen van 500 kW en kan afgestemd worden op frequenties tussen 14,5 en 25 kHz. Hij bestaat uit twee groepen van 5 overspanningen in zig-zag vorm, opgehangen aan 60 m hoge draagtorens, die zijn opgesteld op de top van twee nagenoeg evenwijdig lopende bergruggen. De voorste overspanning is 2,85 km lang, de achterste 1,85 km. De hoogte van de bergtoppen boven de beekbedding bedraagt ongeveer 820 m en de doorhang van de overspanningen varieert tussen 350 en 160 m. De middelpunten van de overspanningen binnen elke groep liggen 130 m

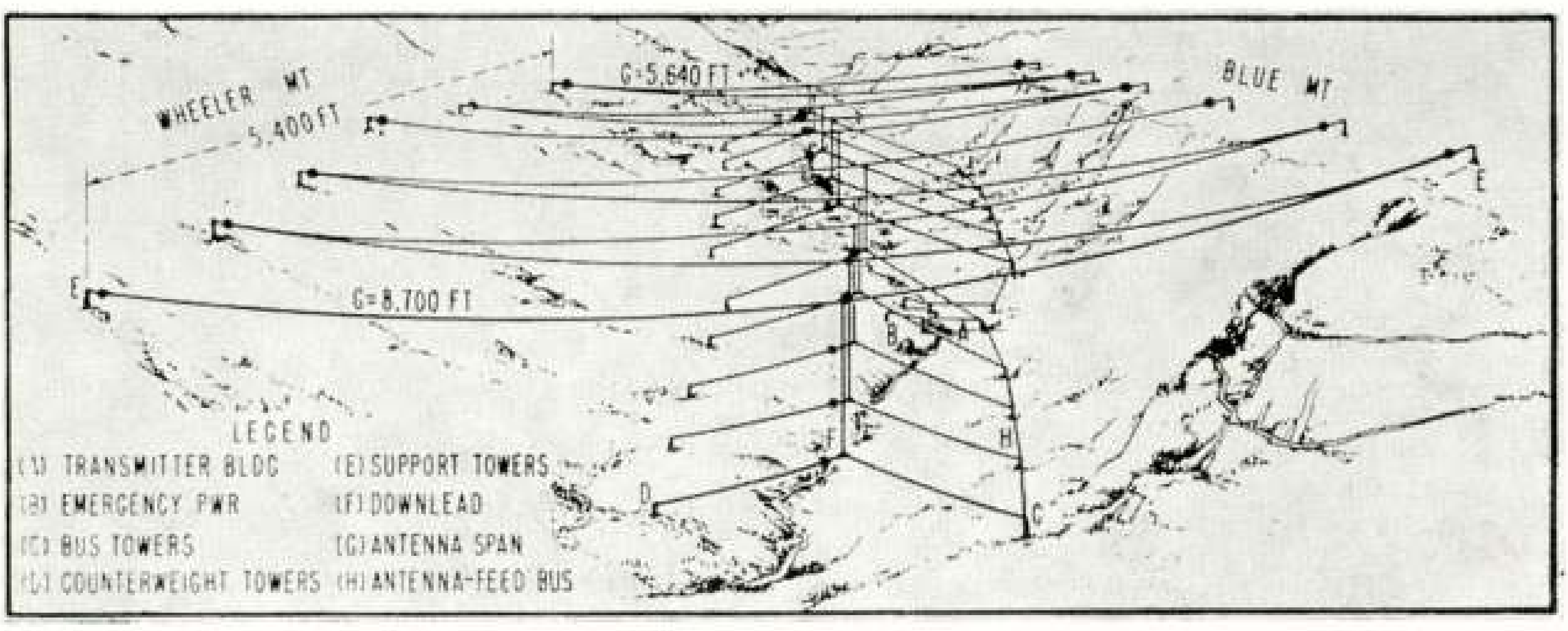


Fig. 2.3
Het VLF-antennesysteem van de zender in de Jim Creek vallei, Washington.

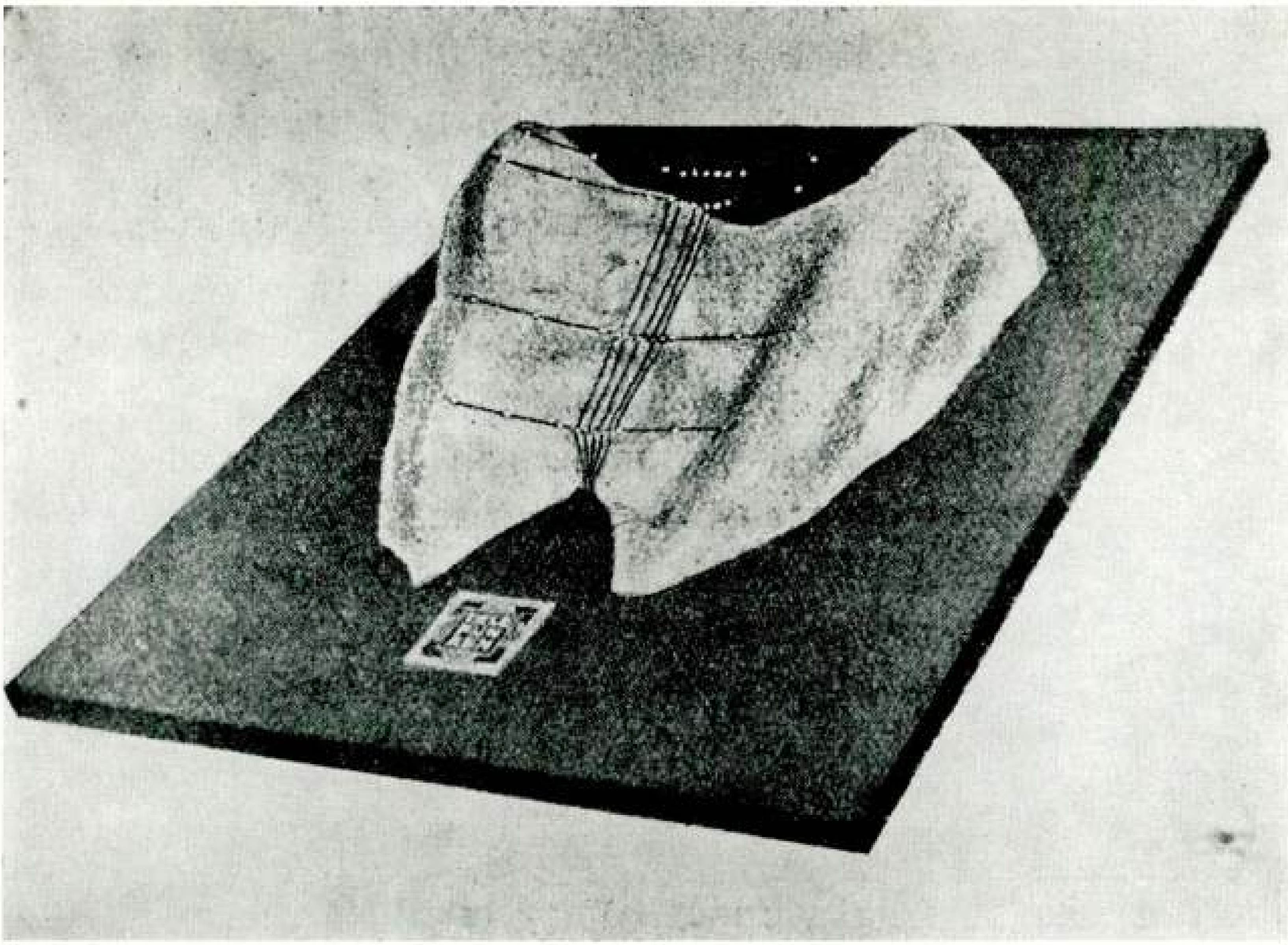


Fig. 2.4
Een model van het VLF-antennesysteem over de Malabar kloof.

uit elkaar, en de twee groepen liggen op een afstand van 330 m. Vanuit het midden van elke overspanning wordt een kabel naar omlaag gevoerd; elk van deze kabels wordt afgespannen op twee torens, die zich op de helling van de vallei bevinden. Aan de links gelegen torens zijn geïsoleerde afspankabels bevestigd; de voedingskabels zelf worden aan de rechtsgelegen masten bevestigd en onderling verbonden door middel van de hoofdvoedingskabel, die in de lengterichting van de vallei van 40 m hoge torens naar het zendgebouw geleid worden. Het gehele systeem is van een uitgebreid aardnet voorzien.

Het is gepast om op deze plaats in herinnering te brengen, dat Dr. de Groot zo een antenne tijdens de eerste wereldoorlog heeft ontwikkeld voor de Nederlands-Indische P.T.T. over de Malabar kloof (lit. 13), Een model wordt getoond in fig. 2.4. De hoogste draagpunten bevonden zich op 1000 m boven de valleibedding en de doorhang bedroeg 150 m. De stralende elementen bestonden uit 5 evenwijdige kabels in de lengterichting van de vallei, en een „tegenwicht" was afgespannen op telefoonpalen. Het aan de vlamboog-zender toegevoerde vermogen bedroeg aanvankelijk 100 kW en de antenne werd afgestemd op 33 kHz.

2.4 *Eilanden en schiereilanden als antennes*

Sinds enkele jaren wordt overwogen nog een stap verder te gaan door een geologische formatie als antenne te gebruiken. Het idee om een eiland in zee als antenne te benutten werd gepubliceerd in 1960 (lit. 12). Hierbij werd een eiland beschouwd als een isolator, omgeven door geleidend zeewater; in wezen ontstaat hier een spleet-antenne. Als het eiland betrekkelijk smal is en een lengte heeft van ongeveer een halve golf, zou het volgens de theorie moeten kunnen stralen met een achtvormig diagram. De manier van voeden wordt getoond in fig. 2.5. De voedingslijnen van de generator naar de aardplaten in zee bestaan hier uit een aantal evenwijdig lopende draden waardoor de inductieve reactantie wordt verkleind. Met een dergelijke opstelling zijn proeven gedaan bij schiereilanden (lit. 6). Het blijft echter nog de vraag of deze gedachte tot een bruikbare oplossing kan leiden.

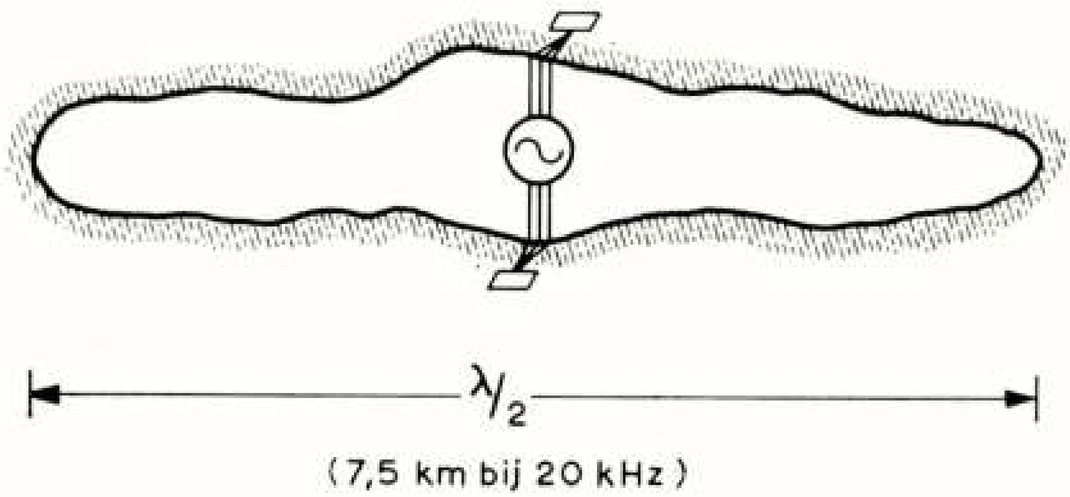


Fig. 2.5
Een eiland als antenne

2.5 *Andere oplossingen*

Als gevolg van het hoge ruisniveau in het VLF-gebied kan een antenne met een laag rendement en enig richteffect een beter resultaat vertonen dan een antenne met wat beter rendement maar zonder richteffect. Het is mogelijk richteffect te verkrijgen met lage horizontale constructies van grote afmetingen, die veel gemakkelijker te bouwen zijn dan verticale constructies. Twee typen zullen hier genoemd worden.

De ingegraven antenne, in enkelvoud of uitgevoerd in de vorm van een kruis, werd vele jaren geleden door de heer Vlug van de Nederlandse P.T.T. ontwikkeld voor ontvangen. Momenteel is hiervoor opnieuw belangstelling ontstaan (lit. 7, 11).

Lopende-golf antennes van het type Beverage werden gebruikt voor ontvangen zowel als voor zenden.

3. Logaritmisch-periodieke antennes

3.1 *Gebruik*

Er bestaat behoefte aan een „brede-band" of „frequentie-onafhankelijke" antenne voor communicatie-systemen in verscheidene frequentie-gebieden.

3.2 *Definitie van frequentie-onafhankelijkheid*

Strikt gesproken bestaan er geen absoluut frequentie-onafhankelijke antennes. De definitie hier is echter toe te passen op een bepaalde groep van antennes, waarvan de eigenschappen, zoals de horizontale en verticale stralingsdiagrammen en de ingangsimpedantie, verwaarloosbaar veranderen over een bepaald frequentiegebied binnen de grenzen van het ontwerp. Deze band kan willekeurig breed gekozen worden door de meetkundige vorm van de antenne uit te breiden. De uiterste begrenzingen van een ontwerp worden in werkelijkheid bepaald door niet-elektrische beperkingen: de laagste grens door de afmetingen, en de hoogste grens door de nauwkeurigheid van de constructie.

3.3 *Grondprincipe*

Op grond van het principe van gelijkvormigheid (zie b.v. lit. 14) blijft het gedrag van een verliesloze antenne ongewijzigd wanneer de afmetingen van de antenne in verhouding tot de golflengte constant gehouden worden. Wanneer een antenne-configuratie bestaat uit een aantal cellen, waarbij elke cel gelijkvormig is aan zijn buurman, maar waarbij zijn afmetingen zich verhouden als een factor τ, dan wordt deze configuratie „aan-zichzelf-gelijkvormig" genoemd omdat deze de unieke eigenschap bezit zich in zichzelf te transformen met de integrale macht τ. Het gedrag van de configuratie blijft hetzelfde voor alle frequenties in de verhoudingen

$$f = f_0 \tau^p, \text{ waarin } p = 0, \pm 1, \pm 2.$$

Teneinde de gelijkvormigheid te behouden moet een generator op een frequentie f_n in cel n verschoven worden naar een frequentie τf_n voor cel $n+1$. Daar het ongewenst is de generator van cel tot cel te verschuiven, moet er naar een methode

omgezien worden, de cellen onafhankelijk van de schaalfactor aan te stoten door de generator aan het kleine uiteinde van de configuratie te verbinden.

Dergelijke aanzichzelf-gelijkvormige configuraties vertonen een, wat men noemt, logaritmisch-periodiek gedrag. Hun eigenschappen worden onafhankelijk van de frequentie door de variaties van de frequentie-intervallen *log τ* verwaarloosbaar klein te maken.

Een praktische uitvoering van de antenne moet noodgedwongen in afmetingen begrensd worden. De eis dat een „afgehakte" configuratie zich eender moet gedragen als de oneindige configuratie heeft bepaalde beperkingen tot de aard van de cellen ten gevolge. Drie gebieden kunnen in verband gebracht worden met de aan-zichzelf-gelijkvormige configuratie:

Het begin-gebied:	Bij een gegeven frequentie gedragen de elektrisch kleine cellen zich als voedingslijn· Het afhakken van een stuk komt neer op het verwijderen van een lijnstuk, met andere woorden, het aanknopingspunt van de generator wordt verlegd.
Het eind-gebied:	De in elektrisch opzicht grote cellen moeten niet aangestoten worden, om eind-effect te vermijden.
Het actieve gebied:	De bovengenoemde beperkingen voor de kleine en de grote cellen vereisen dat het grootste deel van de toegevoerde energie uitgestraald wordt door een *beperkt* aantal bij elkaar liggende cellen van middelmatige afmetingen.

Het hoofdprobleem bestaat daarom hierin, een eindige configuratie te bepalen, die zich bij benadering gedraagt als de oneindige configuratie over het frequentie-gebied van het ontwerp.

3.4 *Aanvankelijke ontwikkelingen*

Vele aanvankelijke pogingen, gebaseerd op de theorie van breedbandige kringen, slaagden er niet in de bruikbare bandbreedte van conventionele antennes verder uit te breiden dan over een frequentie-verhouding van twee of drie.

In 1954 publiceerde Rumsey echter zij „hoek-principe" waar-

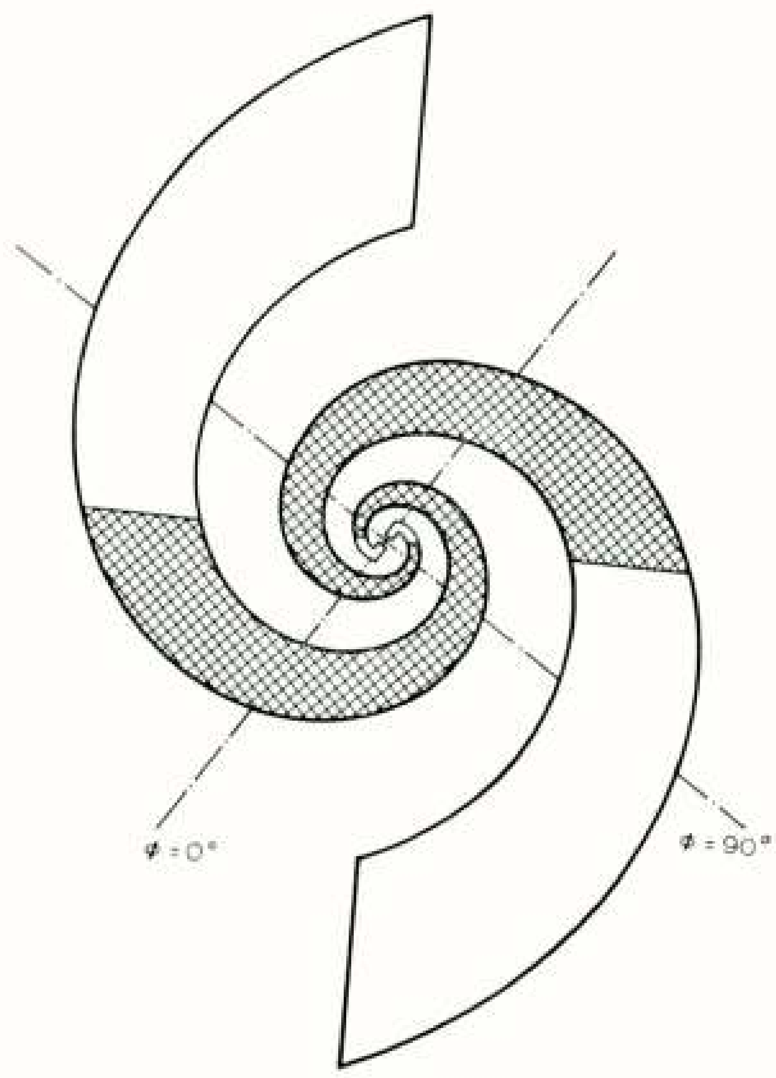


Fig. 3.1
Vlakke logaritmische spiraalantenne

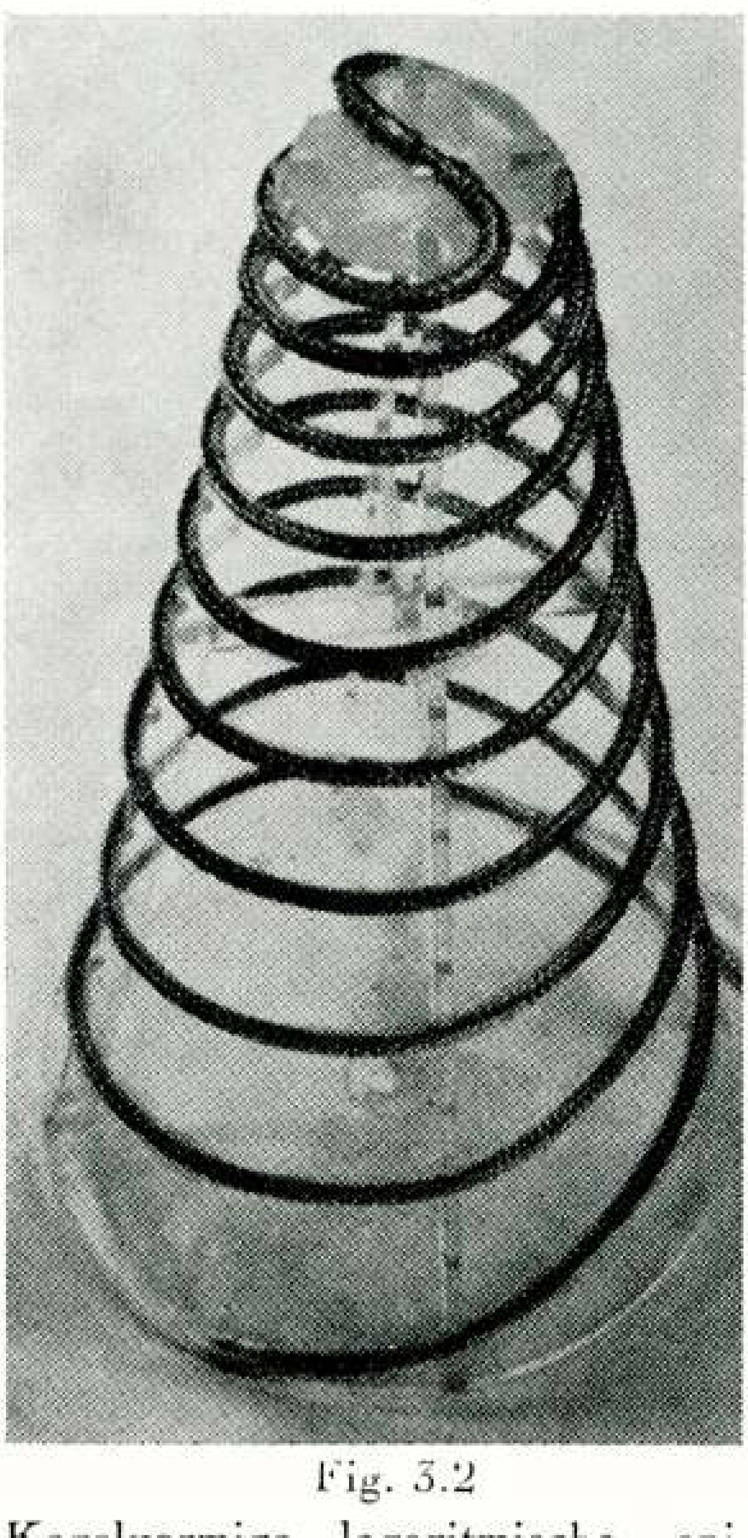


Fig. 3.2
Kegelvormige logaritmische spiraalantenne.

bij hij constateerde dat een antenne frequentie-onafhankelijke eigenschappen vertoont wanneer de vorm van de antenne zodanig is dat deze uitsluitend in hoeken uitgedrukt kan worden. Hij stelde een groep antennes voor, gebaseerd op geleidende oppervlakken in de vorm van logaritmische spiralen. Als voorbeeld wordt een gebalanceerde, vlakke antenne getoond in fig. 3.1. Het is een aan-zichzelf-gelijkvormige configuratie waarbij de gearceerde gedeelten één cel tonen. Het afhakken veroorzaakt hier geen moeilijk probleem als gevolg van de snelle afname van de stroom langs de spiraal-arm. Het stralingspatroon van deze vlakke logaritmische spiraal antenne is tweezijdig, gecentreerd langs de as $\Theta = 0$, rotatie-symmetrisch en circulair-gepolariseerd.

Een experimentele uitvoering van een gebalanceerde kegelvormige spiraalantenne wordt getoond in fig. 3.2. Het stralingsdiagram is eenzijdig en circulair-gepolariseerd.

Een aantal eindige configuraties met logaritmisch-periodieke geometrie werden onderzocht, maar de ondervinding heeft aangetoond dat vele van deze niet frequentie-onafhankelijk zijn en geen logaritmisch-periodiek gedrag vertonen. Praktisch uitvoerbare logaritmisch-periodieke dipoolantennes konden echter met goed gevolg ontwikkeld worden. Dit type zal nu verder behan-

deld worden en gemakshalve aangeduid worden met de benaming „log-per" antenne.

3.5 *Log-per dipoolantennes*

De log-per dipoolantenne bestaat uit een aantal rechte dipolen, evenwijdig aan elkaar in een plat vlak aangebracht, zie fig. 3.3. De lengte van de achtereenvolgende dipoolelementen vormen een meetkundige opeenvolging met de gemeenschappelijke verhouding $\tau < 1$, die de schaalfactor genoemd wordt. Lijnen, getrokken door de uiteinden van de dipool-elementen ter weerszijden van de antenne, vormen een hoek α met de centrale as van de antenne. Karakteristiek voor de schaalfactor τ is een waarde 0,6 – 0,9 en voor de hoek α: 10 – 25°. Het grootste element wordt element nummer één genoemd. De afstand tussen element $n + 1$ is

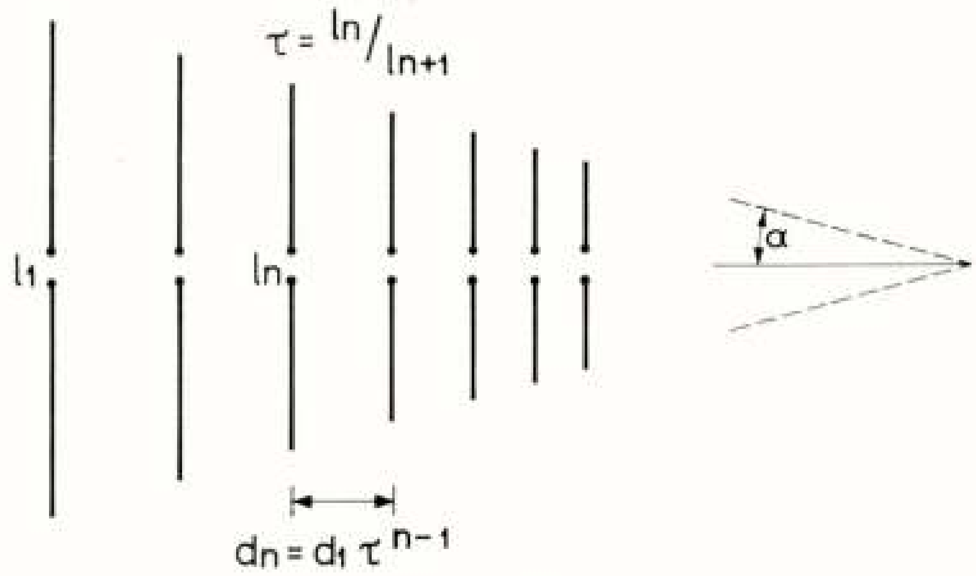


Fig. 3.3
Log-per dipoolantenne (schematisch).

$$d_n = d_1 \quad \tau^{n-1}$$

De elementen worden aangestoten door een gebalanceerde lijn van constante impedantie. Naast elkaar liggende elementen worden afwisselend aan de ene en de andere helft van de lijn verbonden, zie fig. 3.4. Dientengevolge bestaat elke cel van deze configuratie uit twee naast elkaar liggende dipolen en twee secties van de lijn. In het ideale geval moest de antennelijn kegelvormig of in stappen worden uitgevoerd om de zuivere verhouding van elke cel tot de volgende te bewaren. Maar men heeft gevonden dat twee evenwijdige cilinders de kegels bevredigend kunnen vervangen zolang de doorsnede van de cilinders klein blijft ten opzichte van de kleinste golflengte voor de bepaalde antenne.

De antenne kan gevoed worden door een gebalanceerde lijn of door een coaxiale kabel. In het eerste geval wordt de gebalanceerde lijn verbonden met de uiteinden van de antennelijn bij het kleinste element zoals getoond in fig. 3.5a. In het tweede geval wordt de mantel van de coaxiale kabel aan de voorzijde

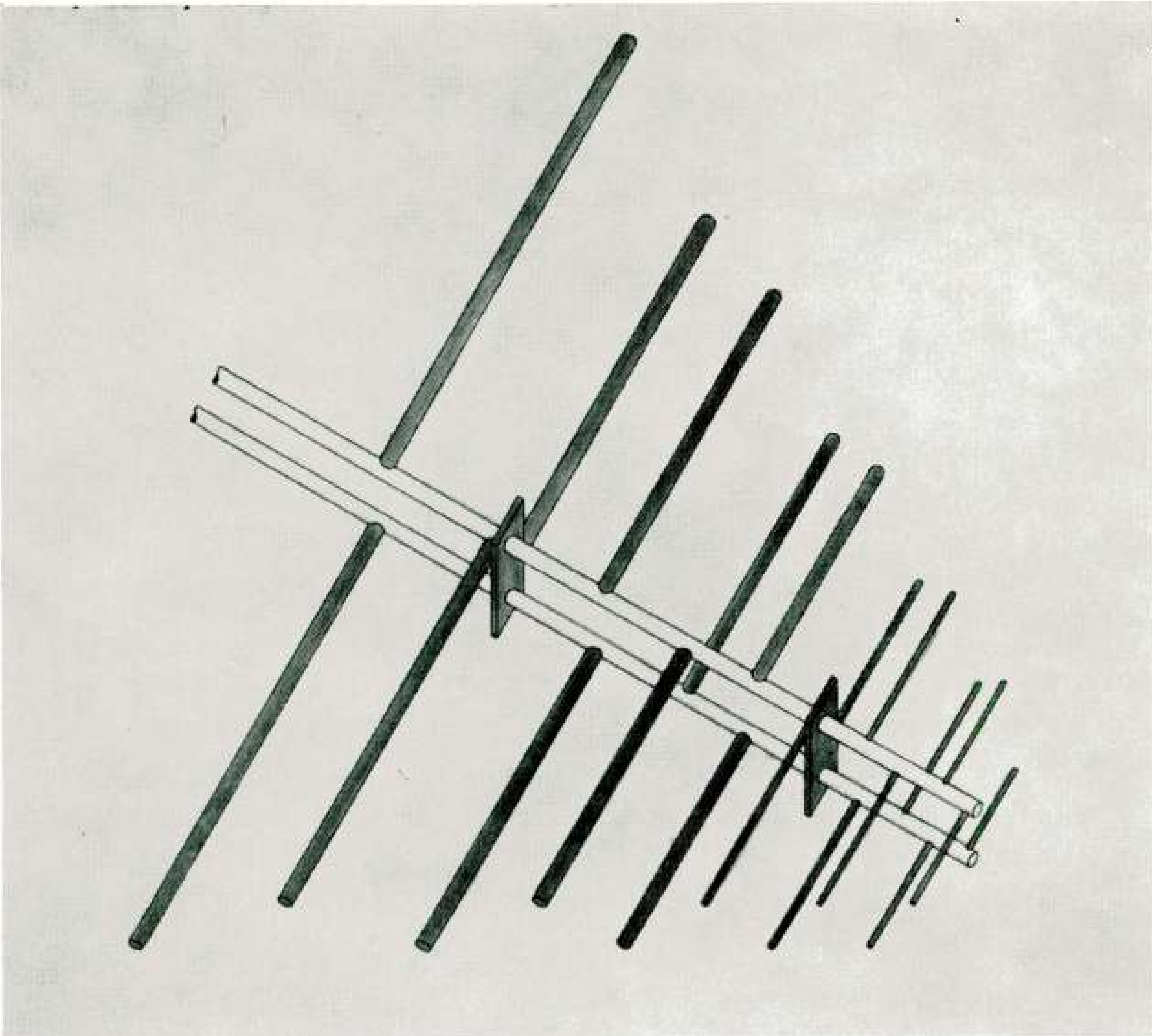


Fig. 3.4
Log per dipoolantenne (uitvoering).

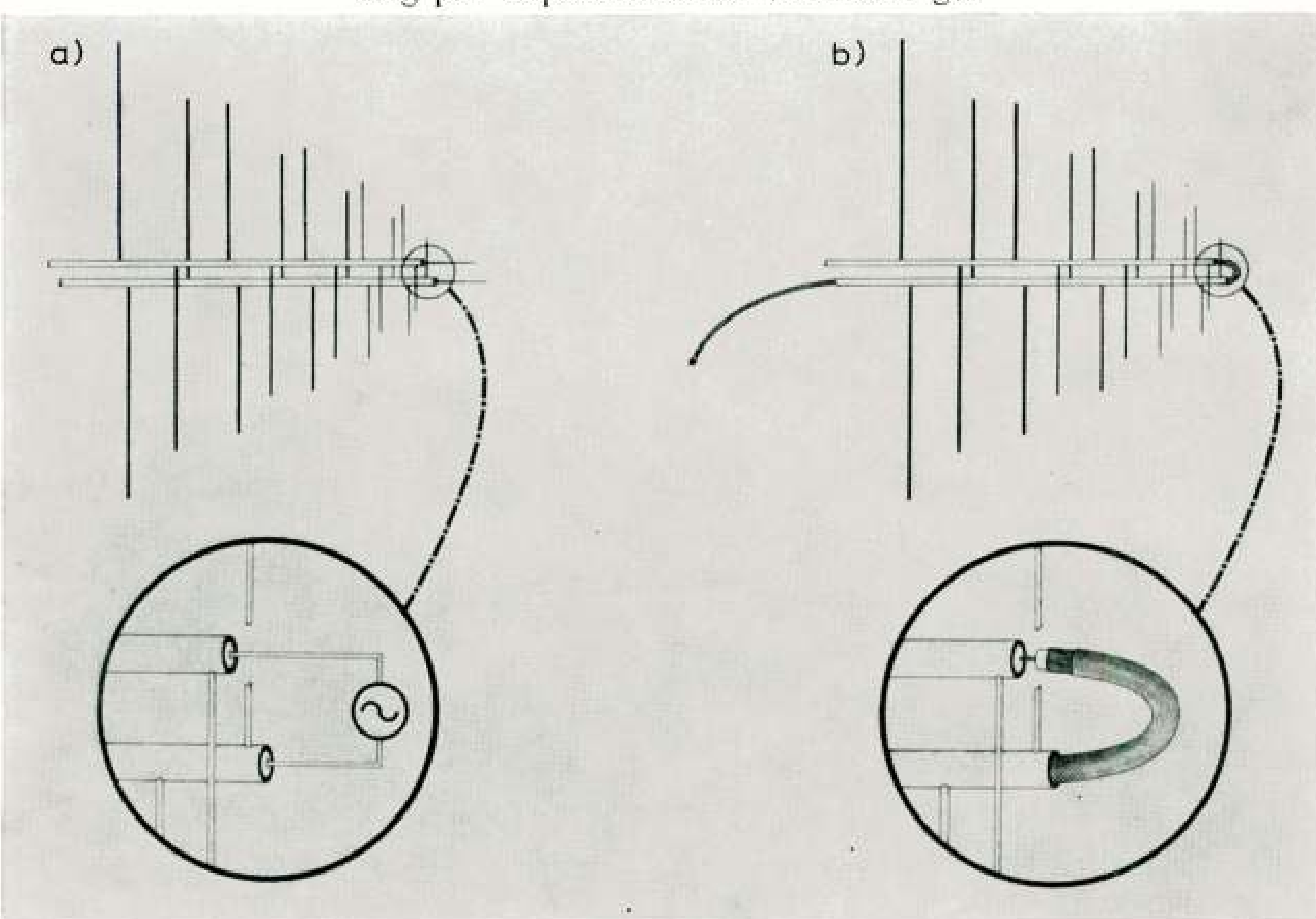


Fig. 3.5
Het voeden van log-per dipoolantennes
a) door een gebalanceerde lijn, b) door een coaxiale kabel.

aan de ene helft van de antennelijn verbonden en de binnengeleider aan de andere helft, zie fig. 3.5b. Op deze manier vormt de antenne zijn eigen balun.

De antenne straalt met een bundel in de richting van de kleine elementen, wanneer hij toegepast wordt voor een golflengte λ binnen de begrenzingen van het ontwerp, dat is ongeveer

$$l_N < \frac{\lambda}{2} < l$$

waarin N het totaal aantal elementen voorstelt. Voor elke fre-

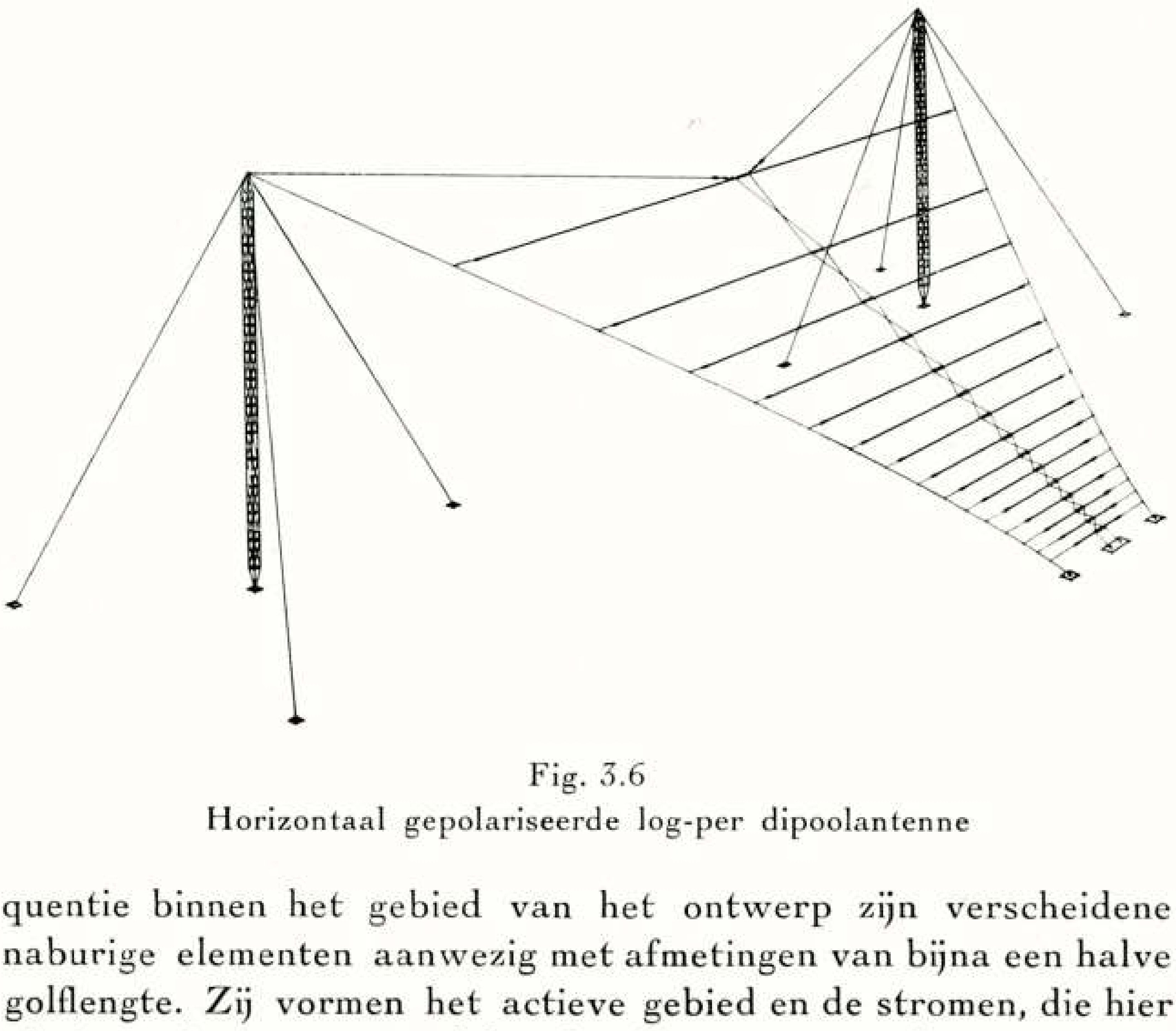


Fig. 3.6
Horizontaal gepolariseerde log-per dipoolantenne

quentie binnen het gebied van het ontwerp zijn verscheidene naburige elementen aanwezig met afmetingen van bijna een halve golflengte. Zij vormen het actieve gebied en de stromen, die hier vloeien, zijn groot vergeleken bij de stromen in de overige elementen. Bij verandering van de frequentie verschuift het actieve gebied van een groep elementen naar een andere groep.

Log-per dipoolantennes kunnen gebouwd worden voor zowel horizontale polarisatie (zie fig. 3.6), als verticale polarisatie (zie fig. 3.7). Er bestaan vele variaties op de bouwwijze.

De Koninklijke Marine heeft, met de bedoeling metingen te verrichten, zo een verticaal gepolariseerde antenne aangekocht, model 726 – 4/30 van de firma Grangers Ass. Deze antenne werd in maart 1962 opgericht op het terrein van het P.T.T.-

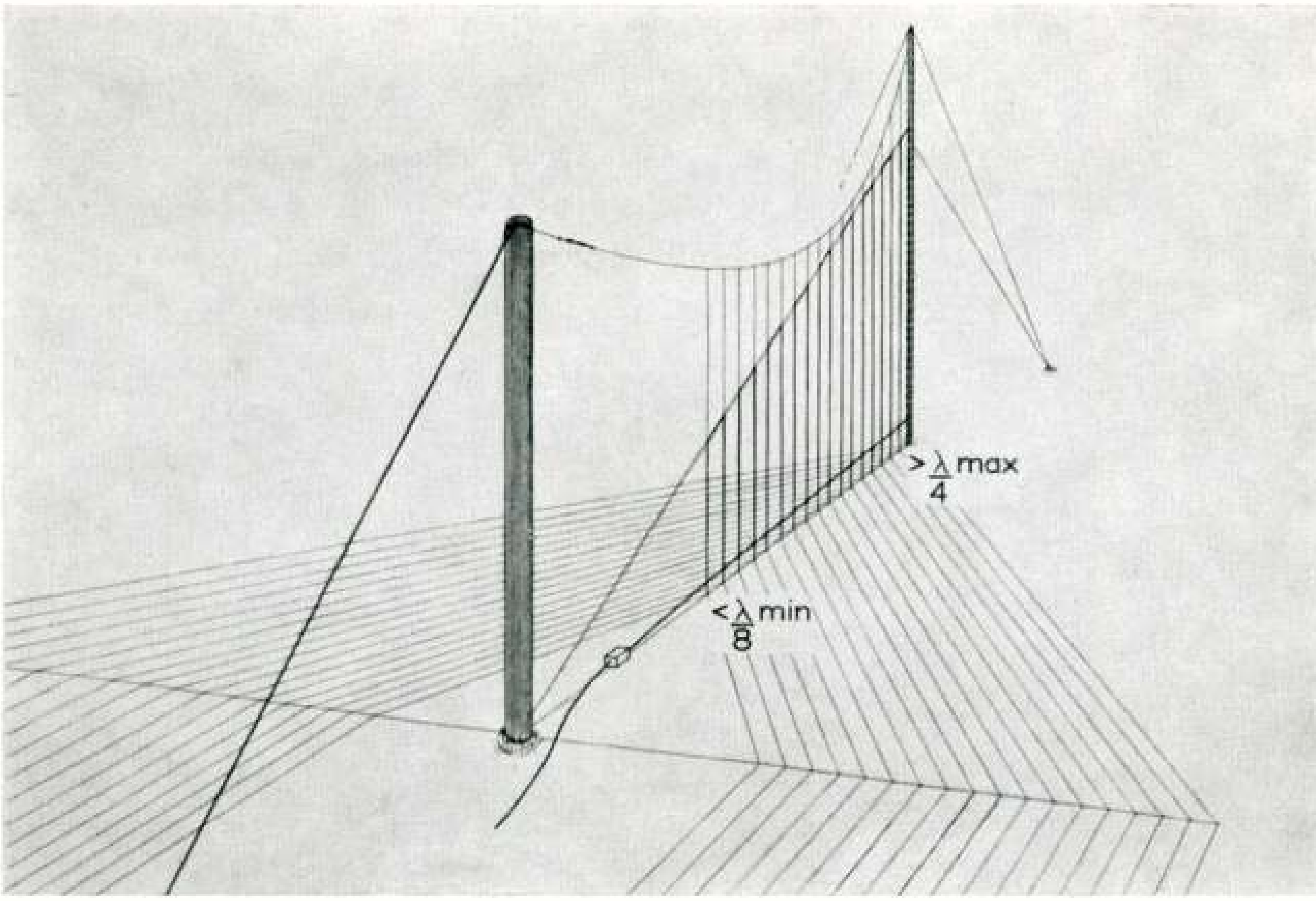


Fig. 3.7
Verticaal gepolariseerde log-per dipoolnntenne gemeten te Nera, maart 1962. $\nu = 0{,}79$, $\alpha = 20°$.

ontvangstation Nera en door deze beide genoemde autoriteiten in samenwerking met S.A.D.T.C. gemeten. Het stralingsdiagram werd gemeten met behulp van een kleine zender, aangebracht in een helikopter. Deze helikopter vloog om de antenne heen in cirkels van ± 3 km straal op verschillende hoogten. De signalen op de log-per antenne werden vergeleken met de signalen op een rondstralende monopool. Fig. 3.8 geeft de resultaten van een van de metingen van het stralingsdiagram.

De voedingspunt-impedantie werd gemeten over het gehele frequentiegebied tussen 4 en 27 MHz. Fig. 3.9 toont de gemeten waarden in een Smith's-diagram, waar het middelpunt de waarde 50 ohm voorstelt.

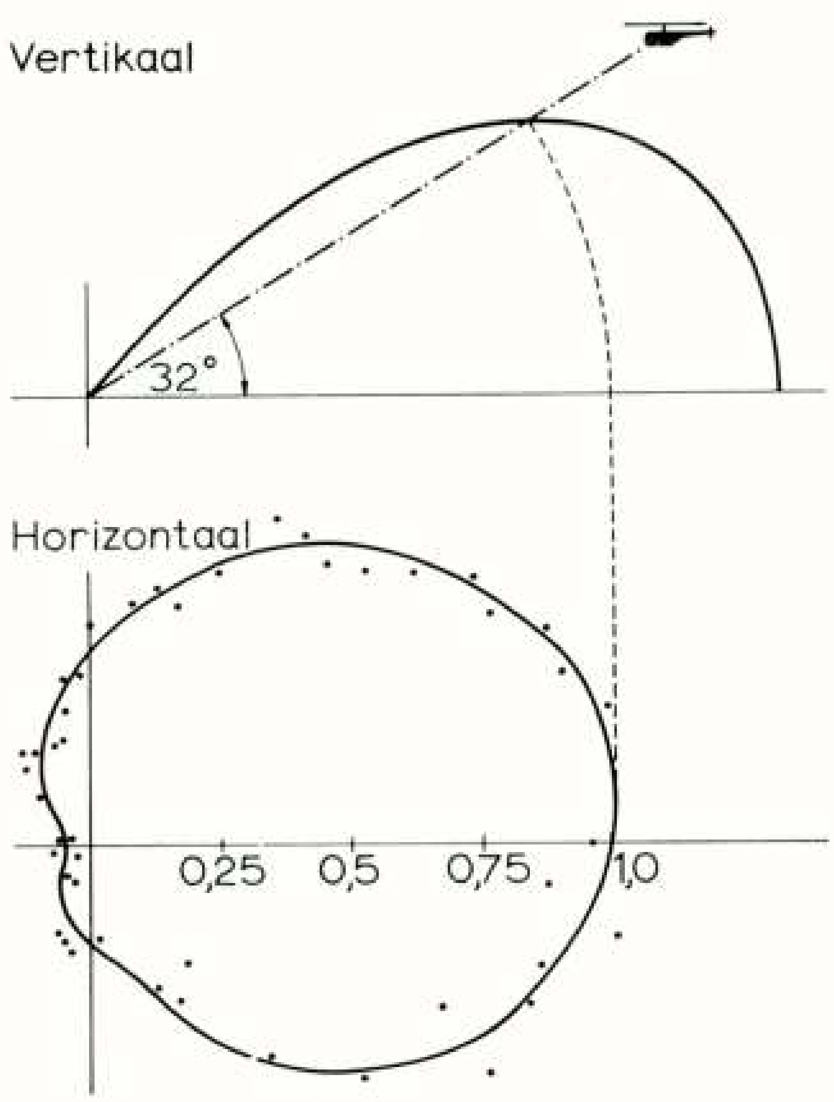


Fig. 3.8
Metingen bij 17 MHz van het straingsdiagram van de antenne in fig. 3.7

Men ziet dat voor een aanpassing aan 75 ohm de impedantie niet verder afwijkt dan met een factor twee over het gehele frequentie-gebied.

Log-per antennes voor allerlei verbindingen maken op dit ogenblik een snelle ontwikkelingsgang door waarbij o.a. de mechanische uitvoering van deze antennes vereenvoudigd wordt.

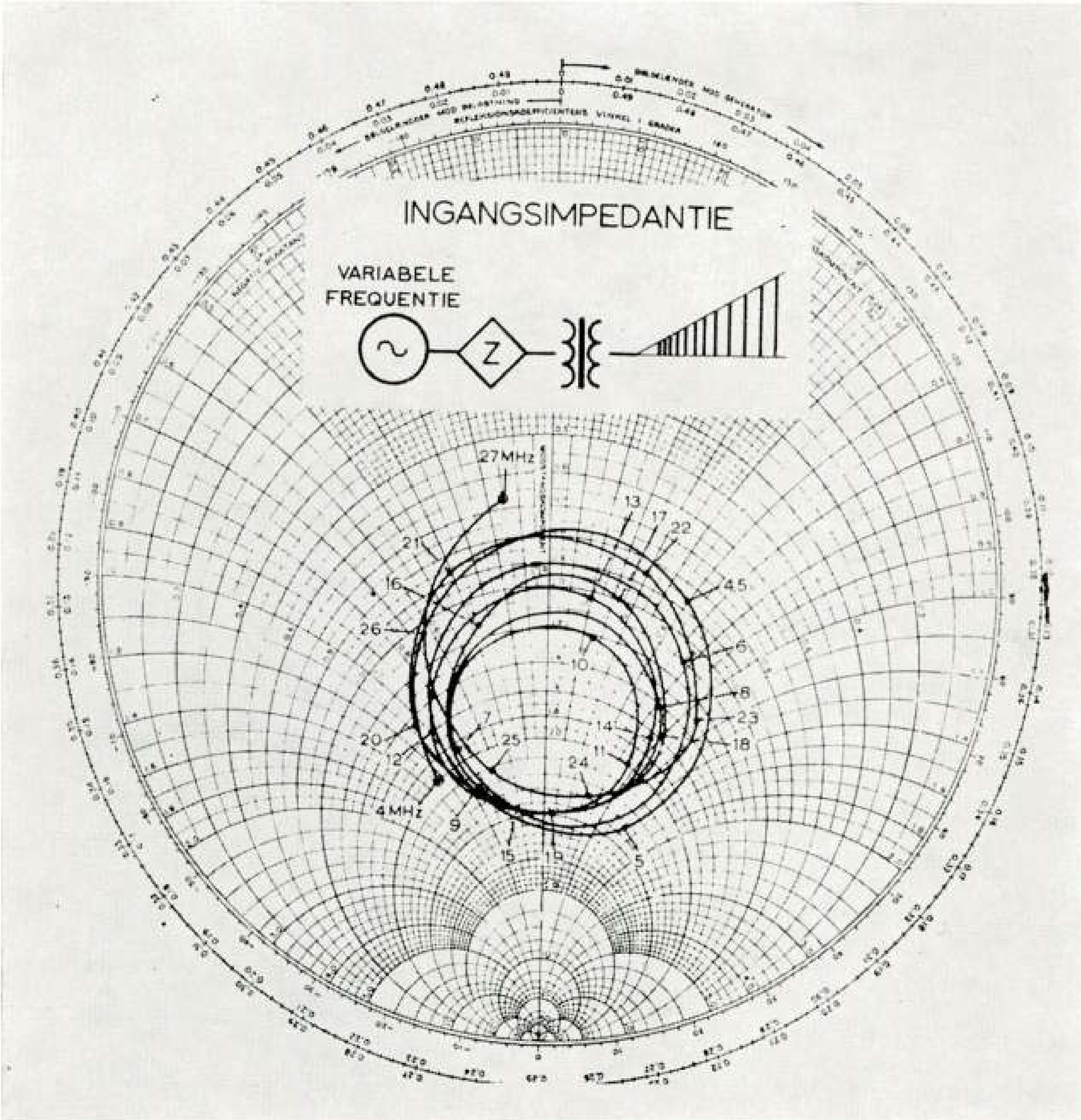


Fig. 3.9
Voedingspunt-impedantie over het frequentie-gebied 4-27 MHz voor de antenne in fig. 3.7.

3.6 *Theorie en ontwerp*

Het zou hier te ver voeren de mathematische theorie van de log-per antenne te behandelen. De variaties in richtingsgevoeligheid, ingangsimpedantie, nuttig effect en bandbreedte als gevolg van de parameters τ en α en de antenne-afmetingen werden onderzocht en de resultaten werden gepubliceerd (zie lit.

2, 3, 5). Ontwerp-krommen en -gegevens staan ook ter beschikking.

De voeding stelt bepaalde technische problemen. Er zijn geen fundamentele beperkingen met betrekking tot het toegevoerde vermogen. In de praktijk bleek het rendement in de buurt van 100% te liggen.

3.7 *Bijzondere ontwerpen*

Het feit dat het stralende gedeelte van een log-per antenne bij een bepaalde frequentie beperkt blijft tot betrekkelijk weinig elementen en onafhankelijk is van de aan voor- en achterzijde van de antenne afgehakte gedeelten kan tot enige bijzondere ontwikkelingen leiden.

Indien het wenselijk is op een of twee bepaalde gescheiden frequentiebereiken te werken, kunnen elementen, die het actieve gebied vormen tussen deze bereiken weggelaten worden.

Er bestaat de mogelijkheid de richtingskarakteristiek frequentie-afhankelijk te maken door τ en α met de plaats van de elementen te laten variëren.

Ook werden meerdere log-per antennes samengevoegd tot formaties („arrays") teneinde bepaalde richtingskarakteristieken te verkrijgen (lit. 4).

Zij werden ook gebruikt als primaire stralingsbronnen in grote reflectors (lit. 9).

Tenslotte zij een bepaald hedendaags probleem genoemd. Aangezien de meeste statellieten, die tot nu toe gebouwd werden, niet gestabiliseerd zijn, konden slechts rondstraal-antennes gebruikt worden voor de verbindingen hiermede. Er zal echter spoedig een wens optreden voor grotere antennes met meer winst, die gedurende het lanceren in een klein volume samengepakt zijn. Verscheidene technieken worden bestudeerd, die rekening houden met de tegenwerkende traagheidsmomenten, smering enz. van verschillende mechanische systemen, en met de ingewikkeldheid van elektronische systemen voor het richten van de bundel (lit. 10). Een methode met de naam van „drukoprichting" houdt in, dat de antenne-configuratiie zijn vorm behoudt als gevolg van de stevigheid van het materiaal, na eerst opgeblazen te zijn. Deze methode kan mogelijkheden bieden, en fig. 3.10 toont een experimentele uitvoering van een log-per antenne in opgevouwen en ontvouwen conditie. Hij weegt 340 g, vereist een druk van 0,4 atm. voor het opblazen en blijft star nadat de druk is weggevallen.

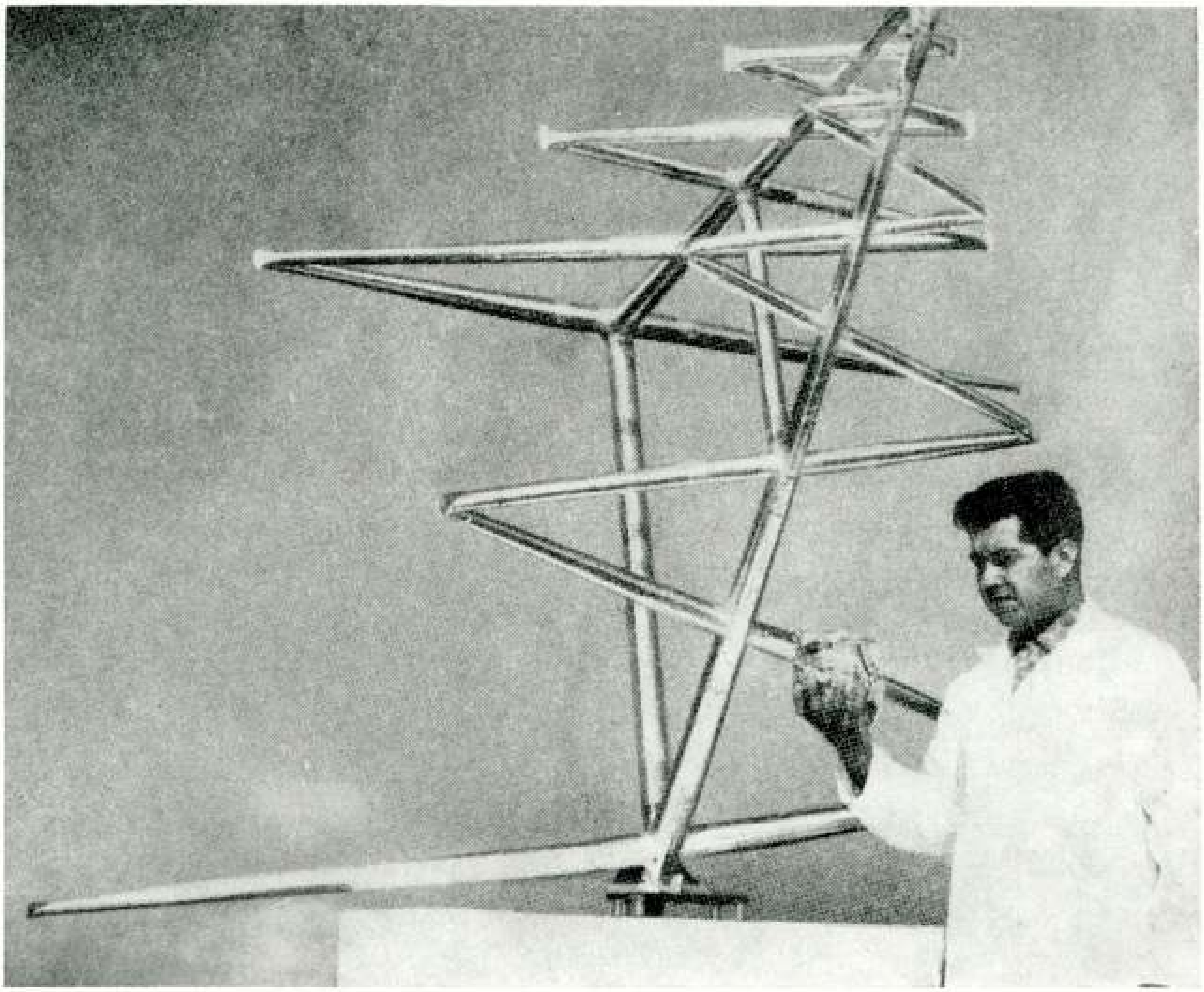


Fig. 3.10
Experimentele uitvoering van een log-per antenne in opgevouwen en ontvouwen conditie.

3.8 *Vergelijking met HF-ruitantennes*

Het is interessant om de werking van de log-per antenne te vergelijken met de als regel toegepaste ruitantenne voor HF ruimtegolf-verbindingen met betrekking tot de volgende eigenschappen:

- Afmetingen
- Vertikale stralingsdiagram
- Winst
- Horizontale stralingsdiagram
- Frequentie-afhankelijkheid
- Nuttig effect.

Het spreekt vanzelf dat een dergelijke vergelijking alleen maar gemaakt kan worden voor een bepaalde toepassing.

De typische ruitantenne vereist een grote oppervlakte met een lengte van 5-10 λ. Het verticale stralingsdiagram bezit meerdere scherpere lobben; de hoofdlob stijgt in elevatie met afnemende frequentie. De winst is tamelijk hoog, (zeg 12-20 dB

bij de frequentie waarvoor de ruit ontworpen is). Het horizontale diagram vertoont een als regel scherpe hoofdlob, maar ook sterke zijlobben. Het stralingsdiagram wijzigt zich met de frequentie, zodat het nodig kan zijn voor meerdere werkfrequenties een aantal ruiten toe te passen. Kenmerkende waarden voor het nuttig effect zijn 40-65%.

De vergelijkbare log-per antenne heeft ongeveer vijf maal zo weinig oppervlak nodig als de ruit. Het verticale stralingsdiagram is breed. Het horizontale diagram bestaat uit een tamelijk wijde lob van 60-70° bij 3 dB, maar er zijn geen noemenswaardige zijlobben. Stralingsdiagram en voedingspunt-impedantie zijn frequentie onafhankelijk. Het nuttig effect nadert tot 100%.

Een HF ruimtegolf-circuit tussen twee vaste punten vereist een eenzijdig horizontaal stralingsdiagram, terwijl in het ideale geval het verticale diagram de variaties in virtuele hoogte van de reflecterende laag zou moeten volgen. Voor één bepaalde frequentie zal een log-per antenne met ongeveer 1/5 van het ruitoppervlak wat minder winst opleveren. Hij geeft ongeveer dezelfde beveiliging tegen storing maar minder tegen meerwegeffecten, en hij heeft een better nuttig effect dan de ruit. De log-per antenne is echter frequentie-onafhankelijk en het verticale stralingsdiagram omvat het gehele variatiegebied van de virtuele hoogte. Daarom kan in bepaalde gevallen één kleinere log-per antenne voldoen, waar anders verscheidene grotere ruiten nodig zouden zijn. Het zal duidelijk zijn, dat zich vele speciale gevallen voordoen waar bijzondere geografische of andere factoren de doorslag geven naar de ene of de andere oplossing.

Verbindingen tussen een vast en een mobiel station of tussen meerdere vaste stations, zoals vaak voorkomen bij verkeer tussen een kuststation en schepen of bij militaire systemen, omvatten circuits in verschillende richtingen en van verschillende lengten, waarbij de benodigde opstraalhoek voortdurend drastisch kan veranderen. De bovengenoemde eigenschappen van de log-per antenne kunnen deze de voorkeur geven boven de ruit.

4. VHF-ionoscatter antennes

4.1 *Gebruik*

Ionoscatter-propagatie voor frequenties in het gebied van 25-75 MHz kan benut worden voor smalbandige verbindingen over afstanden van 800-1600 km. Het proces van verstrooïng vindt plaats in de lagere delen van de E-laag op ongeveer 80

km hoogte en is veel minder gevoelig voor natuurlijke en door mensen veroorzaakte storingen dan het proces in de ionosfeer waarop de HF-verbindingen berusten. Als gevolg hiervan zijn in verschillende gebieden op aarde ionoscatter-systemen voor militaire doeleinden geïnstalleerd.

4.2 *Samenvatting van de eisen*

De bestaande ionoscatter-systemen zijn typische „ruwe-kracht"-systemen, die, teneinde opgewassen te zijn tegen de verschillende tegenwerkende factoren, zendenergieën nodig hebben van 50-100 kW en bovendien antennes met hoge winstgetallen.

Drie antennetypen zijn voor deze toepassingen met elkaar vergeleken: de ruit, een combinatie van Yagi's en de hoekreflector. Uit de ervaring blijkt, dat hierbij weinig verschillen optreden met betrekking tot de signaal/ruisverhoudingen in perioden van geringe signaalsterkte. De hoekreflector-antenne (*i*) bleek de beste resultaten op te leveren onder omstandigheden waarbij meerwegpropagatie optrad via de *F*-laag, (*ii*) bezit een stabielere impedantie bij uitersten in weersomstandigheden, (*iii*) heeft een hogere winst dan een praktische combinatie van Yagi's, en (*iv*) vertoont minder zijlobben en vergt minder landoppervlakte dan

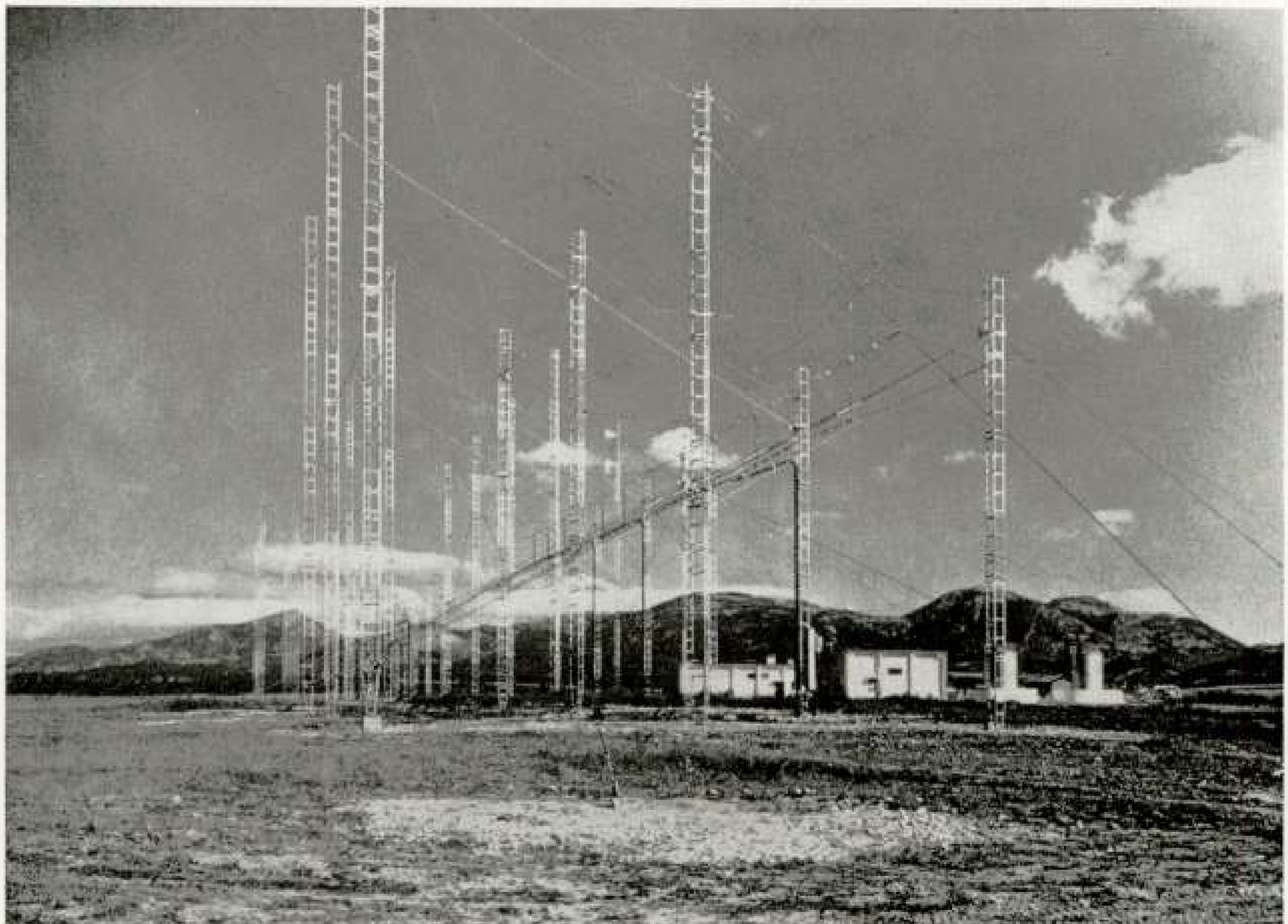


Fig. 4.1
VHF-ionoscatter hoekreflector-antennes te Izmir.

een ruit. Hoewel de kosten-verhoudingen voor een kenmerkende installatie zijn: ruit/Yagi/hoekreflector = 3/4/5 werd toch de hoekreflector in de bestaande installaties toegepast.

Gegevens over de hoek-reflector antennes voor een ionoscatter systeem, gebouwd gedurende 1958-1959 en thans in bedrijf tussen Parijs-Napels-Izmir worden samengevat in tabel 4.1.

Tabel 4.1: Gegevens voor hoekreflector antennes voor ionoscatter, 30-50 MHz.

Mechanische eigenschappen

Klimatologisch:
Gestadige wind of windstoten uit elke richting van 160 km/uur

Meetkundig:
Opening $7\lambda \times 5{,}5\lambda$. Reflectorhoek 60°.

Stralers:
Zes hele-golf elementen op 3λ hoogte en $\lambda/2$ afstand van de toplijn van de reflector.

Elektrische eigenschappen

Bundelbreedte:
Horizontaal 8°. Verticaal 26°.

Winst:
Vlakke-golf winst ten minste 20 db.

Zijlobben:
Alle minder dan − 12 db.

Voor/achter-verhouding:
Tenminste 40 db.

Opstraalhoek:
Gericht op 80 km hoge reflectielaag: 4.8-5,8°.

Stralers:
Onderlinge faseverschuiving tussen stralerelementen voor gespleten bundel en verdraaibare bundel.

Vermogen voor zendantennes:
Tot aan 100 kW gemiddeld vermogen.

Een stralingspatroon met gespleten hoofdlob kan nuttig zijn voor speciale doeleinden, terwijl het verdraaien van het stralingspatroon gewenst kan zijn ingeval van storing.

4.3 *Ontwerp*

Een foto van de installatie te Izmir wordt getoond in fig. 4.1. Hier zijn twee paar hoek-reflector antennes. Het ene paar werd bemeten voor een frequentie-gebied rond 30 MHz voor gebruik onder normale condities. Het andere paar heeft afmetingen voor frequenties in de buurt van 50 MHz en wordt gebruikt onder meerweg-condities, in het bijzonder in perioden van hoge zonnevlekgetallen. Bij elk paar wordt een antenne benut voor gelijktijdig zenden en ontvangen, terwijl de ander alleen voor ontvangen dienst doet. Op deze wijze wordt ontvangst met ruimte-diversity bereikt.

5. UHF-Troposcatter antennes

5.1 *Gebruik*

Uitgebreide troposcatter-systemen werden gedurende de laatste tien jaren gebouwd teneinde grote gebieden van „hoofdverkeerswegen" voor verbindingen te voorzien. Een voorbeeld is het systeem „ACE High" dat in de nabije toekomst in dienst gegesteld zal worden voor het Allied Command Europe, zie fig. 5.1. Dit systeem reikt van noord-Noorwegen tot aan oostelijk-Turkije. Dergelijke systemen, waar elke sprong 150-300 km bedraagt, vereisen grote antennes met reflectordiameters van 10-20 m.

5.2 *Samenvatting van de eisen*

Gegevens van deze antennes, zoals die door de ingenieurs voor het „ACE High" systeem zijn vastgelegd, worden opgesomd in tabel 5.1.

Hierbij valt op te merken dat de volle vlakke-golf winst niet bereikt wordt bij troposcatter-propagatie.

5.3 *Ontwerp*

Enkele foto's van „ACE High" installaties zullen worden

Tabel 5.1: Gegevens van 10 m en 20 m parabolische reflectoren voor het „ACE High" systeem, 400-1000- MHz.

Mechanische eigenschappen

Klimatologisch:

Temperatuurgrenzen − 54° C, + 54° C. Gestadige wind of windstoten uit elke richting tot 240 km/uur. IJskorst tot 10 cm dikte.

Meetkundig:

Verhouding van brandpuntsafstand tot doorsnede 0,35 − 0,50.

Richtmogelijkheid:

In elevatie (met betrekking tot horizontaal) ± 2°.
In azimuth ± 1°.

Vervorming onder belasting:

Afwijking in lengte van straal die parallel aan de as binnenkomt en weerkaatst wordt naar het brandpunt maximaal 5 cm.

Elektrische eigenschappen

Bundelbreedte:

Produkt van 3 db bundelbreedte (in graden) en reflectordiameter (in golflengten) maximaal 70.

Winst:

Vlakke-golf winst niet minder dan overeenkomend met 55% nuttig effect van belichting.

Zijlobben:

Eerste zijlob minder dan −20 db, andere zijlobben minder dan − 30 db.

Lek:

Energie-dichtheid direct achter de reflector minder dan 1% van de waarde zonder refletor.

Overloop:

Straling minder dan −20 db.

Energie:

Moet tot 15 kW gemiddelde energie kunnen doorstaan.

Staande-golfverhouding:

Voor golfpijp maximaal 1,25.
Voor coaxiale kabel maximaal 1,30.

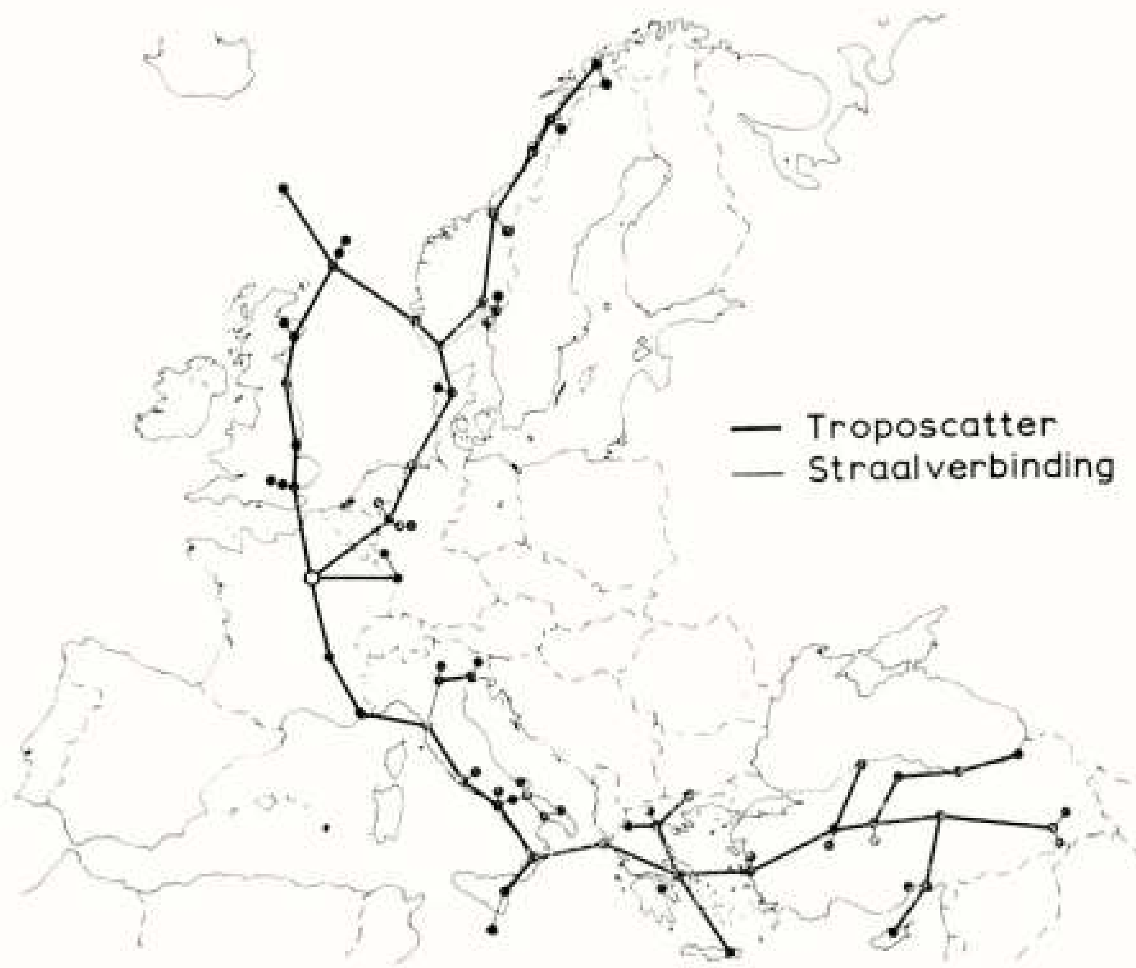


Fig. 5.1
Het „ACE High"-troposcattersysteem.

getoond. Fig. 5.2 laat een station in Noorwegen zien met twee 20 m antennes in de ene richting en één 20 m en één 10 m antenne in de andere richting. In fig. 5.3 zijn de antennes van dichter bij te zien; deze antennes bestaan uit een metaal-netwerk met 20 m doorsnede. In fig. 5.4 ziet men compacte stalen antennes van 20 m. De vensters van de voedingshoorns zijn met verhit-

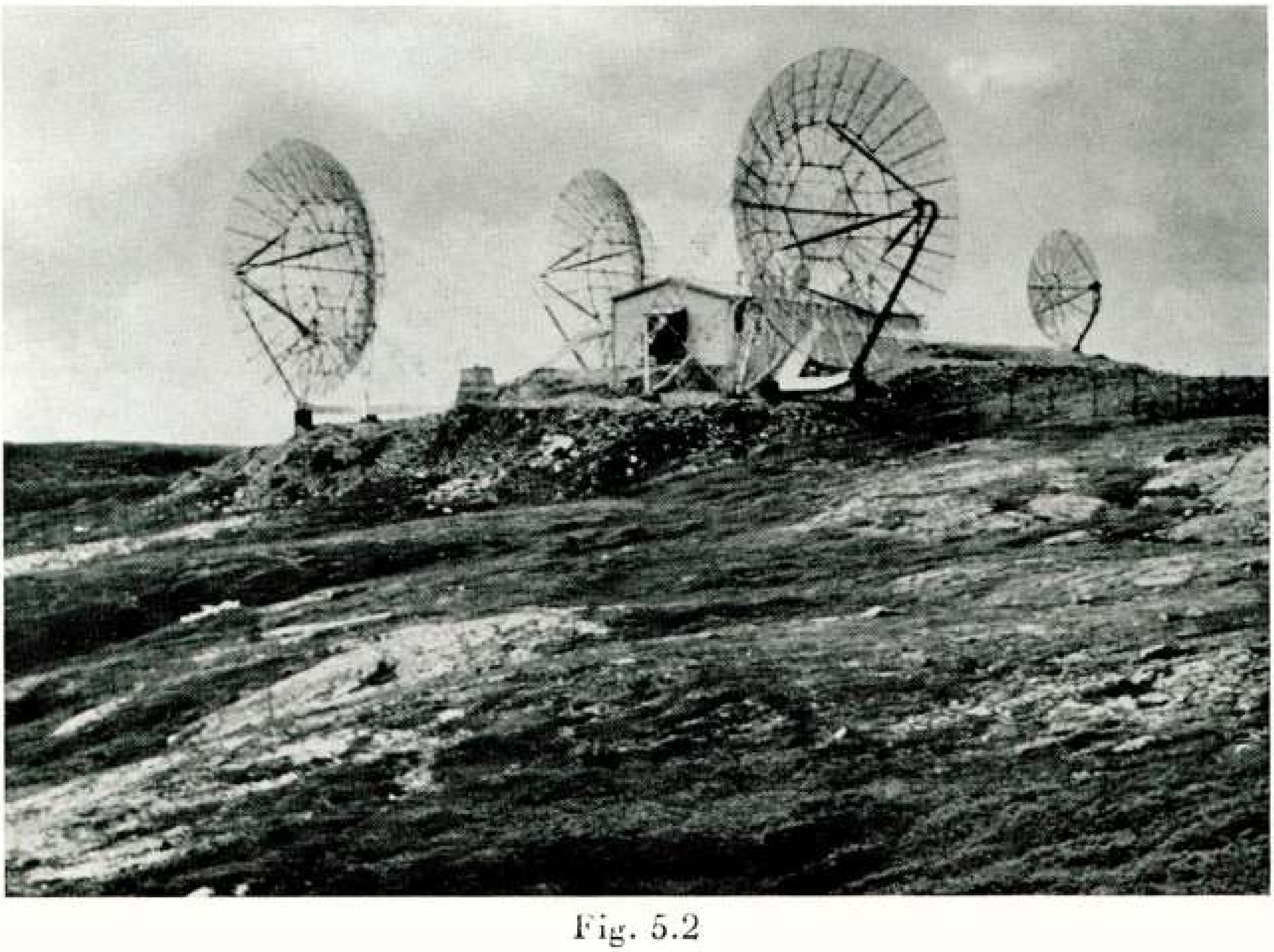


Fig. 5.2
Een „ACE High"-troposcatterstation.

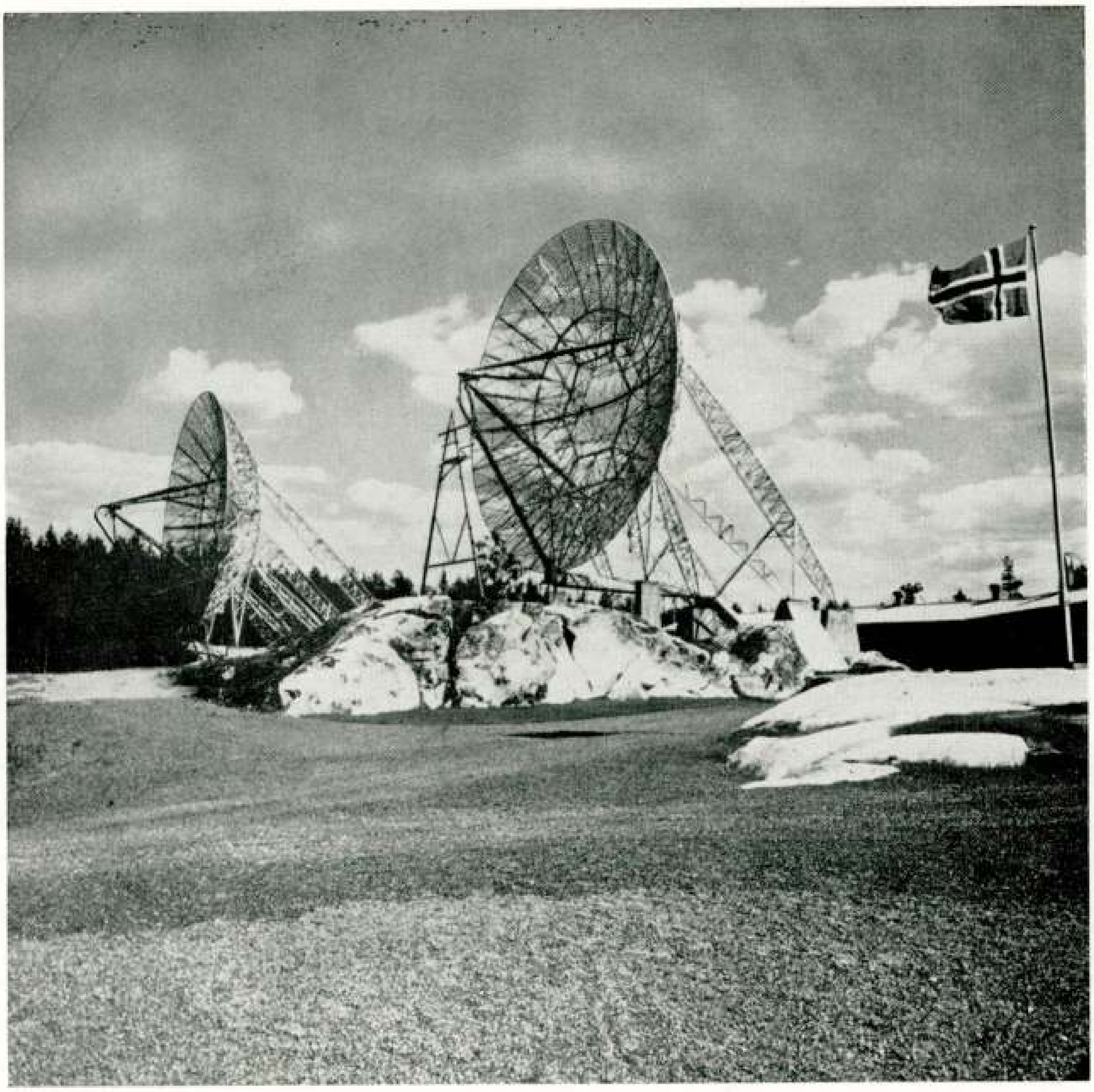


Fig. 5.3
Troposcatter-antennes uit metaal-netwerk, 20 m doorsnede.

tings-elementen uitgerust om ijsafzetting te voorkomen. Er zijn geen bijzondere maatregelen genomen tegen sneeuw- en ijsafzetting op de parabolen. Als regel ondervinden zij geen last van sneeuw. Er kan zich echter op de achterzijde grote ijsafzetting vormen, maar dit heeft vanzelfsprekend geen invloed op de elektrische eigenschappen.

Het veroorzaakt een zware mechanische belasting, voornamelijk bij sterke wind, en er ontstaat gevaar voor mensen in de omgeving doordat ijspegels van de antenne afgeblazen worden.

6. SHF-straalbundel antennes

6.1 *Inleidend commentaar*

Antennes voor straalverbindingen is het onderwerp voor de

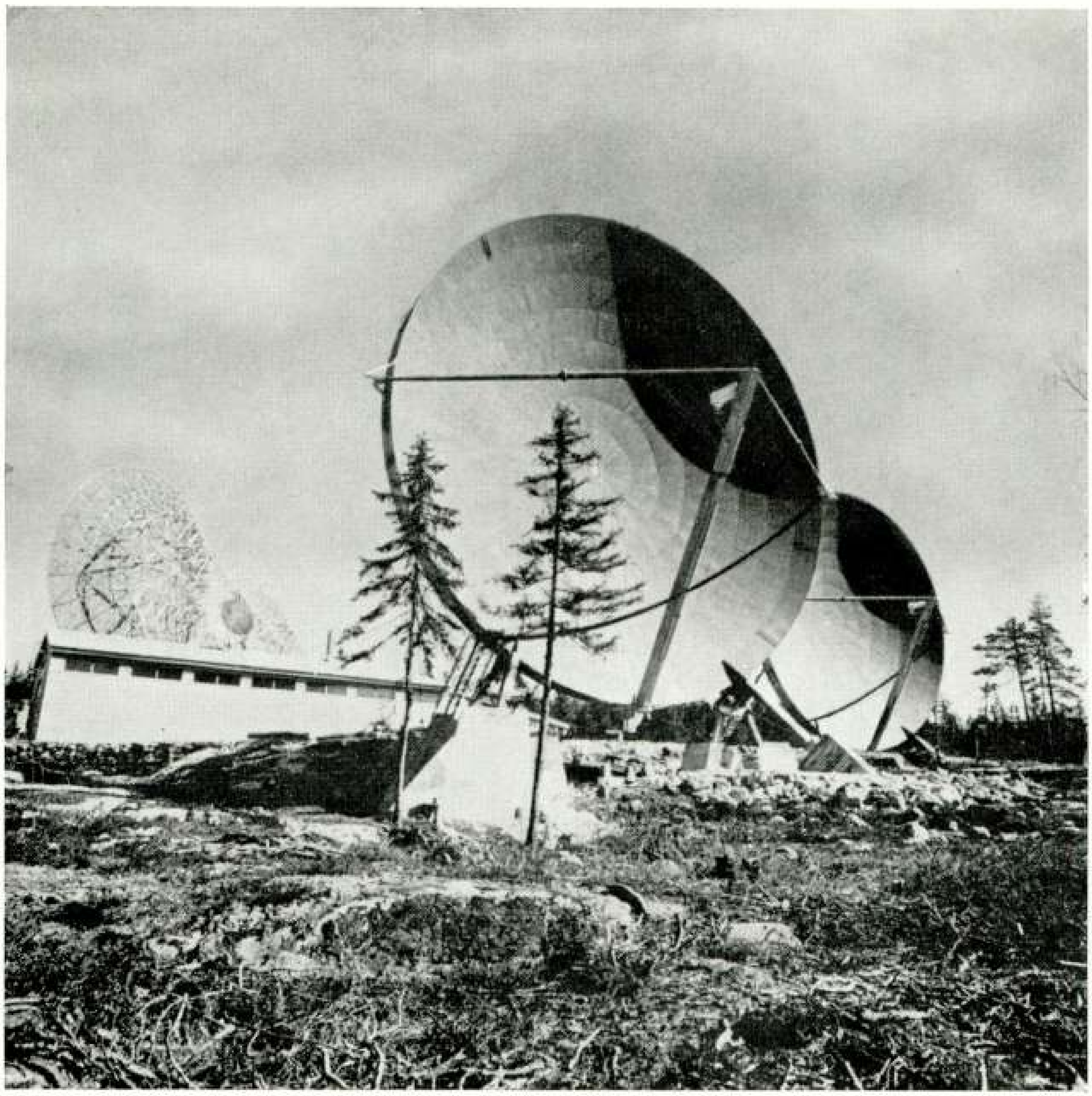


Fig. 5.4
Troposcatter-antennes uit staalplaat, 20 m doorsnede.

volgende lezing in dit symposium. Ik zal daarom in het kort bij één bepaald punt blijven stilstaan, waarvan ik enige ondervinding heb opgedaan in Noorwegen, namelijk de middelen tot beveiliging van 2–3 m parabolische reflectorantennes tegen sneeuw en ijs en de invloed hiervan op de verbinding.

6.2 *Beveiliging tegen sneeuw en ijs*

Fig. 6.1 toont een foto van een karakteristiek straalverbindingsstation in Noorwegen. Wanneer de antennes dichtbij de grond zijn opgesteld is verhitting van de parabolische spiegels of hun radomes in het algemeen niet aan te bevelen. Het smeltwater zal zich gaandeweg als een grote opeenhoping van ijs voor de reflector opbouwen. Afhankelijk van de klimatologische

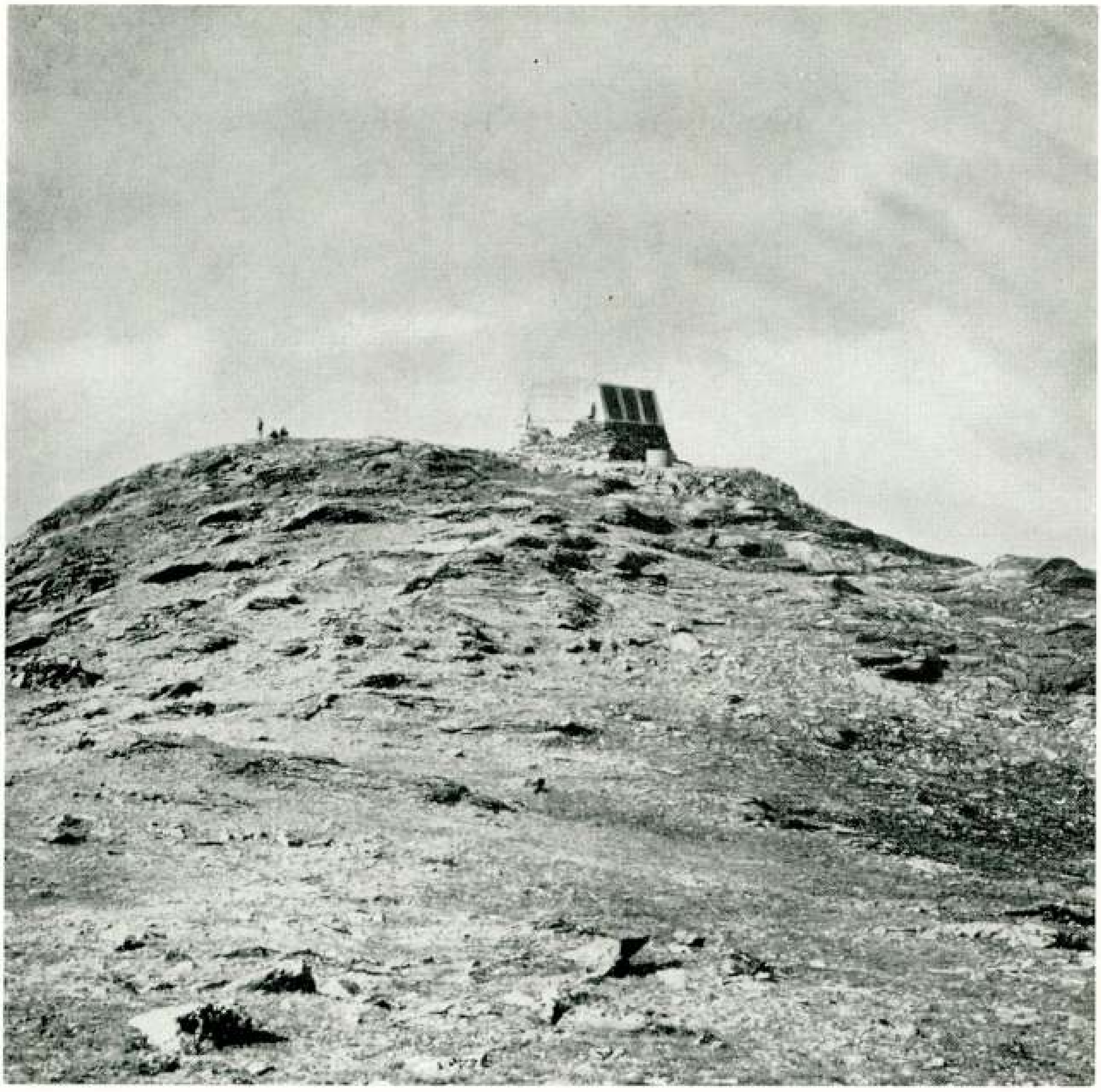


Fig. 6.1
Een karakteristiek straalverbindingsstation in Noorwegen.

omstandigheden voor een bepaald station zullen daarom, indien mogelijk, andere methoden gevolgd worden.

Metingen hebben aangetoond dat een laag ijs of sneeuw van 20 mm dikte op het voedingsvenster de staande-golf verhouding met een factor 3–4 kan doen toenemen. Op plaatsen met betrekkelijk weinig sneeuw of ijs is de verhitting van het venster noodzakelijk en als regel voldoende.

Op plaatsen met veel sneeuw treedt meestal een opeenhoping in de onderste helft van de parabool op, waardoor het stralingsdiagram afgebogen wordt en verliezen in signaalsterkte van 20–30 db kunnen optreden. In dergelijke gevallen worden de antennes opgesteld achter het raam, dat afgedekt is met een nylon weefsel, zie fig. 6.2. Door het trillen van het weefsel in de wind worden sneeuw en ijs afgeschud, zie fig. 6.3. Het weefsel veroorzaakt verwaarloosbare verliezen (in de orde van 0,1 db),

en heeft geen misaanpassing door weerkaatsing tengevolge, als de hoek van de loodlijn op het stuk van het weefsel en de hoofdas van het stralingsdiagram minstens 15° bedraagt.

De ervaring met deze weefsels gedurende de laatste 15 jaren op zeer vele stations in Noorwegen is uiterst gunstig geweest. Er zijn echter enkele moeilijke gevallen waarbij verhitting van de reflector of de radome niet vermeden kan worden. Zij



Fig. 6.2
Antenne-raam afgedekt met een nylon weefsel.

moeten dan zo opgesteld worden, dat de reeds eerder genoemde ijshoop de antenne niet kan gaan bedekken. Voor de verhitting is 1 kW per vierkante meter benodigd.

Dankbetuiging

Ik wil hier mijn dank betuigen aan de Koninklijke Marine en aan de Nederlandse P.T.T. voor hun toestemming tot het

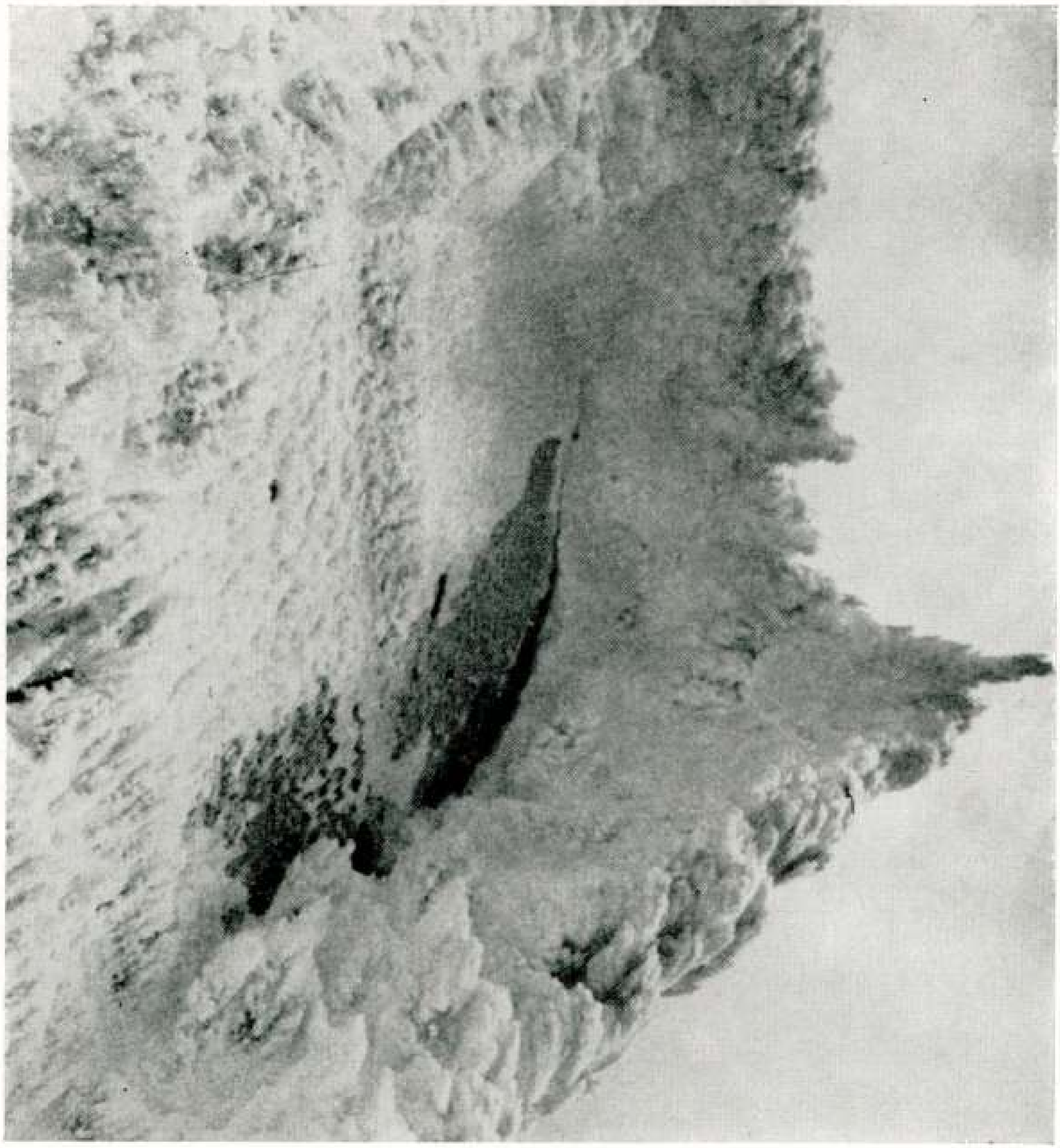


Fig. 6.3
Sneeuw en ijs rond een antenne-raam met weefsel.

mededelen van de meetresultaten in de figuren 3.8 en 3.9, Forsvarets fellesamband in Noorwegen voor het beschikbaarstellen van figuren 6,1, 6.2 en 6.3, en verder aan allen, in het bijzonder de Heer W. Metzelaar, die aan het tot stand komen van deze voordracht hebben medegewerkt.

Manuscript ontvangen 28 juni 1962.

Literatuur

1) Baldwin R. L.: NAA - 1961. QST, oktober 1961, blz. 80 - 82.
2) Carrel R. L.: The design of log-periodic dipole antennas. 1961 IRE International Convention Record, I, blz. 61 - 75.
3) Carrel R. L.: Analysis and design of the log-periodic dipole antenna. Technical report No. 52. Antenna Laboratory Electrical Engineering Research Laboratory.
University of Illinois, Urbana, Illinois. Ongedateerd. Blz. 197.
4) Du Hamel R. H., Berry D. G.: Logarithmically periodic antenna arrays. 1958 IRE WESTCON Convention Record, I, blz. 161 - 174.
5) Du Hamel R. H., Berry D. G.: A new concept in high frequency antenna design. 1959 IRE Convention Record, I, blz. 42 - 50.
6) Gould R. N.: Some preliminary experimental tests of a novel method of radiating at very low frequencies.
Nature, 22 april 1961, blz. 332 - 333.
7) Grosskopf J.: Erdantennen. NTZ, juni 1956, blz. 1 - 4.
8) Hobart T. D.: Navy VLF transmitter will radiate 1,000 kW.
Electronics, december 1952, blz. 98 - 101.
9) Isbell D. E.: A log-periodic reflector feed. Proc. IRE, juni 1959, blz. 1152 - 1153.
10) Kennedy, P. D.: Unfurlable antennas for space communications.
1961 Globecom Convention Record, blz. 73 - 76.
11) Kronjäger, W., Voght, K.: Untersuchungen über Erdantennen (Langwellen - Richtempfangsanlagen). NTZ, juni 1956, blz. 4-8.
12) Morgan, M.G.: An island as a natural very-low-frequency transmitting antenna. Proc. IRE, september 1960, blz. 528-530.
13) Numans, J. J.: Malabar-indrukken. Radio Nieuws, februari 1922, blz. 33-40.
14) Stratton, J. A.: Electromagnetic Theory. McGraw-Hill 1941.

Ontwerp van communicatie-antennes

door H. J. Kramer*)

1. Inleiding

Hoewel de titel doet vermoeden dat het behandelde zal gaan over ontwerpmethoden voor het grote arsenaal van antennes in het uitgebreide communicatiegebied (HF, VHF, UHF, SHF), zal de stof worden beperkt tot die antennes die in de zogenaamde straalverbindingsnetten worden toegepast.

Naast de *kabels* vormen de straalverbindingen een steeds meer toegepast middel voor transport van telegrafie-, telefonie- en televisiesignalen. Als karakteristiek verschil met andere radioverbindingen kan genoemd worden, de mogelijkheid om ingewikkelde maas- of stervormige netten op te bouwen, alsmede om op korte afstanden signalen af te splitsen of bij te voegen.

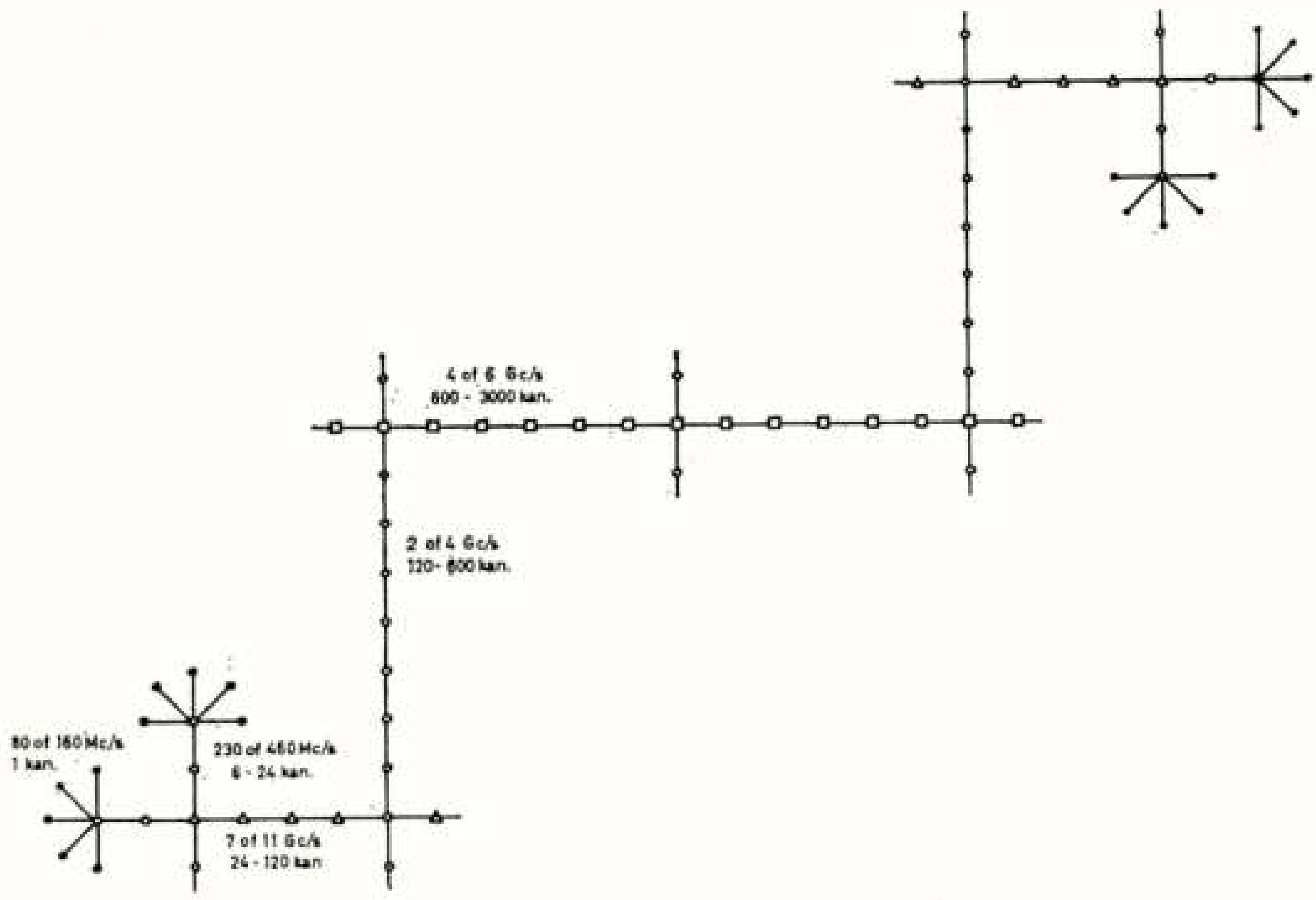


Fig. 1
Schematische opzet van een straalverbindingsnet

In de Franse taal komt dit karakter zo sterk naar voren in de term „*Câbles Hertziens*". Fig. 1 geeft een schematische opzet van een dergelijk net.

Wat de antenne betreft, zal worden uitgegaan van de toe-

*) N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie, Huizen.

passing in een dergelijk net. Daarbij speelt niet alleen de techniek doch vooral de economie een belangrijke rol, omdat, althans in civiele toepassingen, een S.V.-net alleen dan kan worden opgezet, indien aan bepaalde, in het algemeen zware, voorwaarden qua initiële kosten en jaarlasten wordt voldaan. Hierbij speelt de aard van het net een grote rol (aantal kanalen, aanvoerroute of hoofdroute, nationale of internationale verbinding, enz.)

In het algemeen kan men stellen, dat de in de praktijk toegepaste antenne qua kosten (inclusief mast) in een bepaalde redelijke verhouding zal staan tot de straalverbindingsapparatuur zelf. Ter illustratie: Op 80 MHz zal men geen antenne met 40 dB versterking toepassen (parabool met 200 m diameter!)

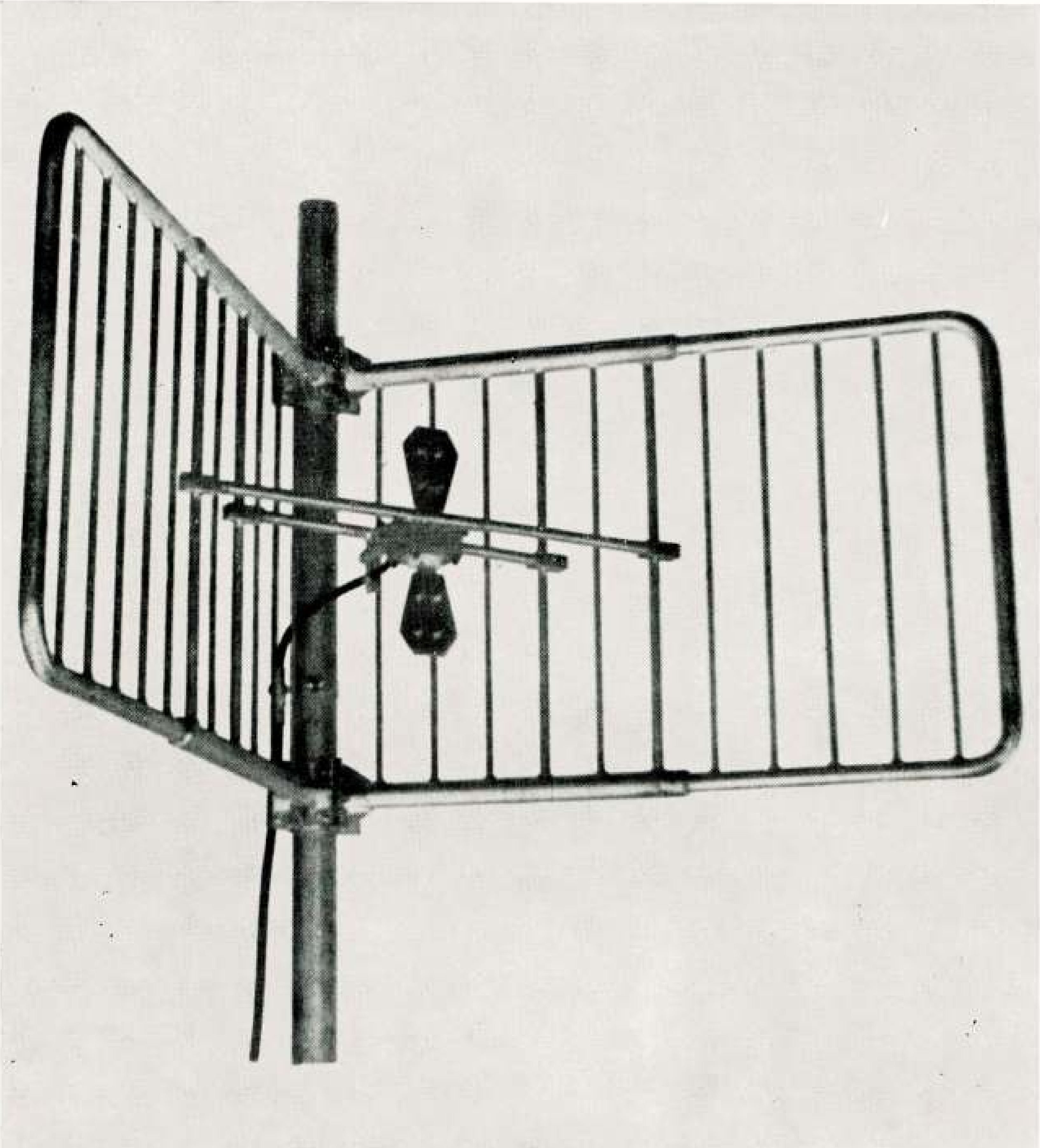


Fig. 2
Hoekreflectorantenne (400 MHz)

hoewel dit in principe mogelijk is. Op 7000 MHz echter, wordt dit veelvuldig gedaan (parabool met 2 m diameter). *De verschillende factoren*, die naast de economie een rol spelen bij de keuze van een antenne zijn de volgende: Frequentiegebied. Netopbouw (in verband met onderlinge ontkoppeling). Aard van het net (in verband met te stellen kwaliteitseisen). Betrouwbaarheid van de verbinding (samenhangend met fadingsreserve). Systeemwaarde van de apparatuur. Trajectdemping.

Nevenstaande tabel geeft een overzicht van de verschillende factoren. Men ziet duidelijk een tendens naar toenemende systeemwaarde voor het frequentiegebied 4000-6000 MHz; de antennes voor dit gebied vormen het onderwerp van dit artikel.

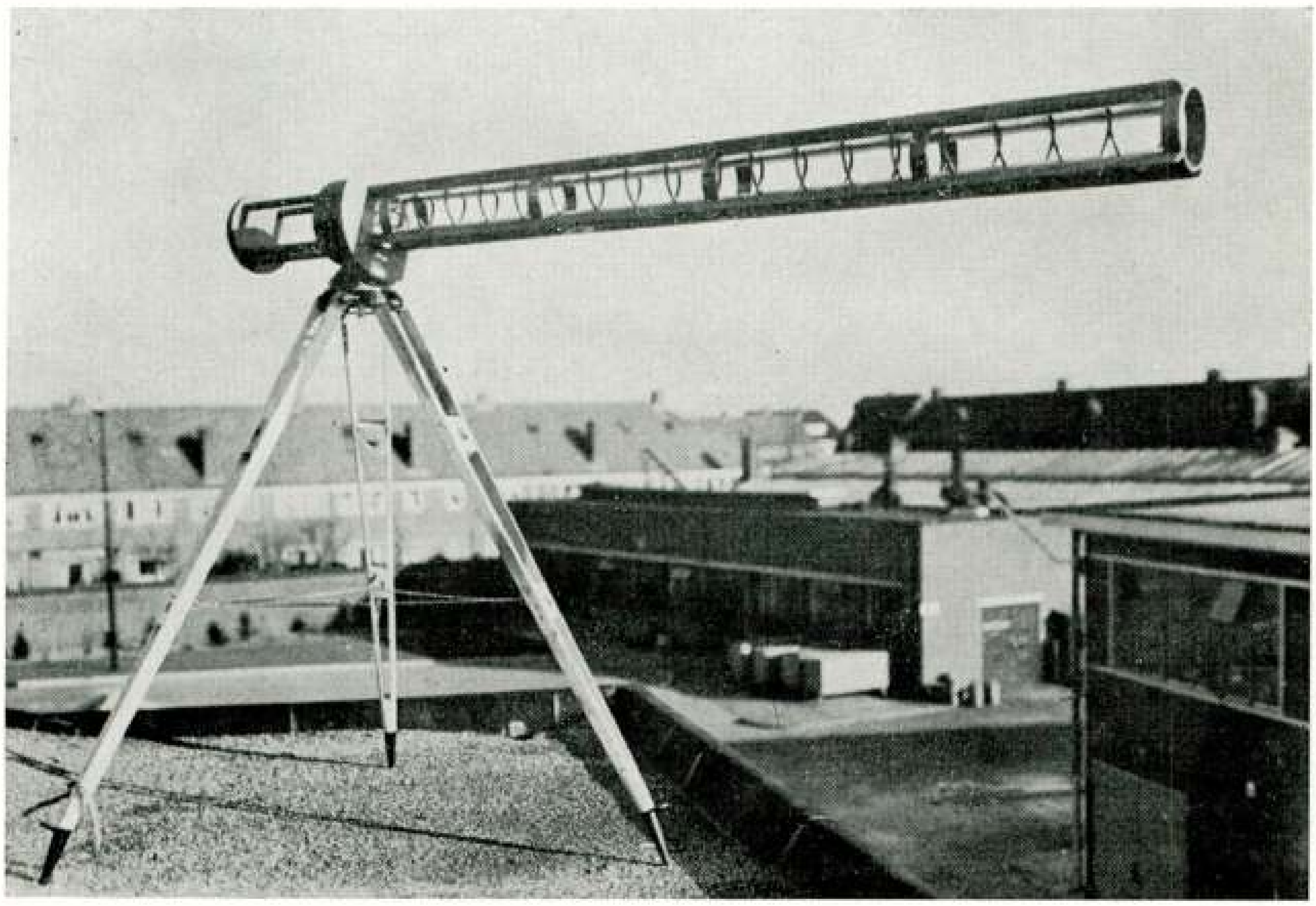


Fig. 3
Spiraalantenne (800 MHz)

Opgemerkt zij dat bij de opstelling van het overzicht is uitgegaan van professionele buizen en onderdelen. Toepassing van halfgeleiders, welke thans in opmars zijn, zal voortdurend wijziging in dit beeld geven, totdat uiteindelijk weer hetzelfde beeld ontstaat met enigszins veranderde absolute waarden.

FREQUENTIE-GEBIED MHz	P_0 ZENDER-VERMOGEN WATT	10 LOG F RUISGETAL dB buis	kristal	10 LOG L TRAJECTDEMPING 50 km dB	ANTENNE TYPE	ANTENNE VERSTERKING dB	$10 \text{ LOG } \frac{P_0 G^2}{F.L}$ dB gemiddeld
80 – 160	50 – 100	3	8	105 – 111	hoekreflector	7 – 12	– 70
230 – 460	25 – 50	5	8 – 10	114 – 120	spiraalantenne yagi-antenne	10 – 15	– 78
2000 – 4000	5 – 10	6	10 – 11	133 – 139		30 – 40	– 55
4000 – 6000	5 – 10	7	10 – 12	139 – 143	parabool	30 – 40	– 50
7000	1	–	10 – 13	145	hoorn	30 – 45	– 67
11000	0,5	–	12 – 15	148		30 – 45	– 74

2. De karakteristieke grootheden van een antenne.

2.1. *De antenneversterking.*

De versterking (gain) van een antenne geeft aan hoeveelmaal groter de vermogensdichtheid in een bepaalde richting is, dan de vermogensdichtheid in dezelfde richting, bij toepassing van een isotrope-straler.

Wanneer we nu een vlakstraler beschouwen met oppervlak A dan is de versterking in de hoofdrichting:

$$G_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A$$

Voor twee „vlakke" antennes met oppervlakken A_1 en A_2 geplaatst op een afstand R wordt:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{4\pi A_1}{\lambda^2} \cdot \frac{A_2}{4\pi R^2} = \frac{A_1 A_2}{\lambda^2 R^2}$$

Hieruit blijkt duidelijk, dat bij gelijk blijvende oppervlakken de overdrachtsdemping kwadratisch met de golflengte afneemt. Drukken we A_1 en A_2 uit in gainwaarden G_1 en G_2, dan vinden we voor de trajectdemping L:

$$L = \frac{P_1}{P_2} = \frac{\dfrac{16\pi^2 R^2}{\lambda^2}}{G_1 G_2}$$

2.2. *Het stralingsdiagram.*

De selectiviteit in de richting ontstaat tengevolge van het onderlinge fazeverschil der primaire stralende elementen, door de weglengteverschillen voor een bepaalde richting. Nemen we als voorbeeld een rechthoekig stralend vlak met zijden a en b. In een vlak door de normaal in het middelpunt van de straler aangebracht evenwijdig aan de zijde a, blijkt het eerste nulpunt te liggen in een richting die met de normaal een hoek $\gamma = \frac{\lambda}{a}$ maakt. De hoofdbundel wordt derhalve scherper naarmate (bij constante λ) a groter wordt; de vorm is volkomen bepaald door de waarde van a.

Het achterwaartse stralingsdiagram wordt bepaald door de stromen aan de rand en op de achterzijde van de antenne, alsmede door diffractie om de antenne heen. Dit is een voor berekening nauwelijks toegankelijk gebied, aangezien men op nietoplosbare integraalvergelijkingen stuit.

Voor het eenvoudige geval van een parabolische antenne is waarschijnlijk een benaderde oplossing te vinden met behulp van de geometrische diffractietheorie door J. B. Keller ontwikkeld. Deze theorie is een uitbreiding van de normale geometrische optica in die zin, dat men bij inval van een straal op een rand aanneemt dat nieuwe stralen, de zogenaamde diffractiestralen, ontstaan welke volgens een bepaalde wet samenhangen met de invallende straal.

Toegepast op de parabool vindt men dan, dat op de as in achterwaartse richting een maximale straling optreedt, aangezien alle punten van de rand diffractiestralen in die richting leveren. Voor alle andere richtingen leveren slechts twee punten een diffractiestraal. Aangetoond kan worden, dat de achterwaartse straling in de asrichting van een 2.10 m parabool op 7000 MHz minstens 10 dB sterker is dan in daarvan afwijkende richtingen.

Indien deze diffractietheorie inderdaad geldt, dan moet het aanbrengen van een ring, welke niet direct door de belichter aangestraald wordt, doch secundair door de van de paraboolrand komende diffractiestralen, een belangrijke vermindering der achterwaartse straling geven.

2.3. *De staande golfverhouding. (SGV)*

Uit het gegeven overzicht blijkt duidelijk de in de praktijk gerealiseerde grotere gain bij toenemende frequenties. Dit is begrijpelijk omdat enerzijds de gain bij een gegeven oppervlak evenredig is met het kwadraat van de frequentie, anderzijds een praktische begrenzing aan het oppervlak aanwezig is, n.l. ten gevolge van windbelasting en torenkosten.

Dit heeft tot gevolg, dat bij de lagere frequenties ook minder gebundelde straling aanwezig is. Dientengevolge ligt het toepassingsgebied voor de lagere frequenties bij eenvoudige netten met kleine kanaalaantallen. (fig. 1) Hierdoor worden de eisen die men aan de antenne-SGV stelt ook weer minder zwaar.

Conclusie is, dat de interessante ontwikkeling ligt in het gebied van de cm-golven, waar dank zij de grote bereikbare antenneversterking en bundeling tot gecompliceerde netten met zeer grote kanaalaantallen en met zeer grote lengten kan worden overgegaan.

Het betoog dat thans volgt is derhalve toegespitst op het ontwerp van een paraboolantenne op 4000 MHz voor de over-

dracht van 960 kanalentelefonie of televisie.

Allereerst zal worden nagegaan hoe men tot het opstellen van bepaalde eisen aan versterkingen, SGV en stralendiagram komt.

3. Nadere bepalingen van de eisen voor de 4000 MHz-antenne.

3.1. *Versterking eis.*

Door CCIR is een referentiecircuit van 2500 km gedefinieerd, bestaande uit 9 homogene secties met elk 5 à 6 repeaterstations. Men stelt nu als eis, dat voor meer dan 80% van de tijd de signaal/ruisverhouding in welk telefoonkanaal ook gemeten aan het eind van het circuit $\geqq$ 51 dB psofometrisch*) moet zijn. Hierbij wordt aangenomen, dat de 960 kanalen frequentiegemoduleerd op de draaggolf worden overgedragen. Op relatief nulniveau hebben deze 960 kanalen een energie van -15+10 log 960 dBm $\approx$ 15 dBm. Met 200 kHz zwaai per mW testtoon op dit relatieve nulniveau, kunnen we dan de signaal/ruisverhouding voor wat betreft het thermische deel van de ruis vinden uit:

$$\frac{S}{N_{th}} = \frac{2{,}3\, P.(\triangle f/f_a)^2}{F.kT_0.b.L} \cdot \frac{1}{N}$$

P = zender vermogen in Watt.
$\triangle f$ = 200 kHz als $S = 1\, mW$.
F = ruisgetal van de ontvanger.
b = kanaalbreedte = 4.10^3 Hz.
L = transmissiedemping.
f_a = kanaalfrequentie.
kT_0 = 4.10^{-21}.
N = aantal hops $\approx$ 50.

Nu is op 4000 MHz met redelijk betaalbare en lange-levensduur-buizen, een vermogen van 5 Watt bereikbaar, terwijl F= 12,5 gesteld kan worden. Met een „vrijzicht"-verbinding over 50 km is

$$L = \frac{10^{14}}{G_1 G_2} . \alpha . \beta$$

waarin α = demping van de golfgeleiders.
β = simultane fadingsreserve i.v.m. de 80% van de tijd-eis.

*) Dit is met verdiscontering van de gevoeligheidskromme van het menselijk oor.

G_1 = gain van de zendantenne.
G_2 = gain van de ontvangantenne.

Met $10 \log \alpha = 3$ dB

$$10 \log \beta = 5 \text{ dB wordt } L = \frac{6.10^{14}}{G_1 G_2}.$$

Reserveert men nu van de totaal toelaatbare ruis $^1/_3$ deel voor de thermische ruis en $^2/_3$ deel voor intermodulatie en interferentie, dan wordt de eis:

$$\frac{2{,}3 \cdot 5 \cdot \left(\frac{200}{4000}\right)^2 G_1 G_2}{12{,}5 \cdot 4.10^{-21} \cdot 4.10^{+3} 6.10^{14}} \geqq 10^{7,3}$$

$$\text{waaruit } G_1 G_2 \geqq 0{,}78 \cdot 10^8$$

$$\text{dus } G_1 = G_2 \geqq 8800$$

of wel

$$\boxed{10 \log G \geqq 39{,}5 \text{ dB}}$$

Dit moet gelden voor het gehele frequentiegebied van 3800-4200 Mc/s. Theoretisch (ideale belichting) komt men dan tot een parabool met 2.25 m diameter. Rekent men echter met een rendement van 50% tengevolge van de niet-ideale belichting, dan komt men tot een diameter van:

$$\frac{1}{\sqrt{0{,}5}} \cdot 2{,}25 = 3{,}20 \text{ m}.$$

Van een dergelijke parabool kan men een versterking verwachten van:

39,5 dB bij 3800 MHz
40 dB bij 4000 MHz
40,5 dB bij 4200 MHz

en een 3 dB bundelbreedte van $1 \text{ à } 1{,}5 \times \frac{\lambda}{D} \, rad \approx 1{,}3^\circ \text{ à } 2^\circ$.

3.2. *Stralingsdiagram-eis.*

De eisen hieraan gesteld worden sterk bepaald door de netopbouw. In een eenvoudige route vindt men per toren per ontvanger 2 storingsbronnen, welke respectievelijk ontstaan door achterwaartse straling van de antenne en door reflecties tegen het voorterrein.

In de praktijk zullen gewenst signaal en stoorsignaal niet exact gelijke frequentie hebben, doch 0 - 0,5 MHz verschil vertonen. Met $\Delta f = 0$ is de signaal/stoorverhouding na demodulatie ongeveer de draaggolf/stoorverhouding. Met $\Delta f = 0,5$ MHz treedt een sterke interferentie rond 0,5 MHz op. Aangezien deze op iedere post weer op een andere plaats ligt en op deze frequentie de thermische en de intermodulatieruis van de repeater nauwelijks een rol spelen, kan men rekenen met $S/S_{st} = C/C_{st}$ waarin S = gemiddelde sprekersniveau. Nu valt een van beide stoorsignalen — wat propagatie betreft — samen met het gewenste signaal, doch het andere niet, zodat het wel gewenst is dat de interferentie niet groter is dan de thermische ruis.

Wanneer we nu $^1/_3$ van de totale ruis toelaten voor deze interferenties, dan moet bij een 3 dB systeemwaarde verschil tussen de verbindingen

$$\frac{1}{200}\,\frac{S}{S_{st}} \geqq 10^{3,75}$$

of wel

$$10 \log \frac{C}{C_{st}} \geqq 60,5 \text{ dB}$$

Maken we nu gebruik van polarisatie-wisseling tussen opeenvolgende trajecten, dan mag men wel op 15 dB extra ontkoppeling rekenen, zodat in dat geval de eis aan de antenne wordt: ongeveer 45 dB lagere gain in de richting van het voorgaande traject. Het is dus zaak om dit over zo groot mogelijke hoek te bereiken opdat men zo min mogelijk beperkt wordt in de richtingsverschillen der trajecten.

Moeilijker wordt het op een knooppunt waar altijd 2 van de 3 stralen een zelfde polarisatie zullen hebben. In dat geval moet de antenne aan de eis van 60,5 dB voldoen. Zelfs al zou men hieraan kunnen voldoen, dan nog is dit van betrekkelijke waarde, omdat nu de torenopbouw en het voorterrein een te grote rol gaan spelen.

Daarom wordt in deze situatie gebruik gemaakt van een verschoven frequentieraster.

In het geval van 4000 MHz band is dat een kanalenpatroon dat 14,5 MHz verschoven ligt ten opzichte van het oorspronkelijke patroon. Nu wordt de invloed van de storende draaggolf zeer verminderd.

Uit metingen is gebleken, dat per dB toename van deze 14,5 MHz verschoven storende draaggolf, het stoorsignaal na discri-

minatie 2 dB toeneemt. Om bij 35 dB fading nog gelijk te blijven aan de thermische ruis, bleek een antenne-eis van 45 dB nodig.

3.3. *Staande-golfverhouding.*

Tussen apparatuur en antenne bevindt zich de golfgeleiderverbinding, dikwijls kan deze een lengte hebben van meer dan 50 meter.

Tengevolge van reflecties aan beide einden van deze golfgeleider ontstaat aan de uitgang van de zend-antenne en aan de ingang van de ontvanger een combinatie van in eerste instantie (bij kleine reflectiewaarden) het directe signaal en het tweemaal gereflecteerde signaal.

Is ϱ_1 = de reflectie-coëfficient van de antenne.
ϱ_2 = de reflectie-coëfficient van de apparatuur.
β = de demping van de golfgeleider.
dan ontstaat het somsignaal

$$\cos(\omega_0 t + \varphi_t) + \frac{\varrho_1 \varrho_2}{\beta^2} \cos\left\{\omega_0 (t - 2\tau) + \varphi_{t-2\tau}\right\}$$

als τ = de looptijd in de golfgeleider ≈ 5 *nsec/m.*

Voor grote waarden van τ (golfgeleider langer dan 50 m) geldt, dat het gereflecteerde signaal praktisch geen enkele correlatie meer heeft met het directe signaal, zodat de signaal/stoorverhouding na discriminatie weer praktisch gelijk is aan de verhouding tussen gewenste en gereflecteerde signaal, in de golfgeleider. Voor een 960 kanalen signaal uit deze storing zich als intermodulatieruis. In wezen is dit het gevolg van (tengevolge van de reflecties) variaties in de amplitude- en groeplooptijd-karakteristiek.

Ook de modulatoren en demodulatoren in zenders en ontvangers zullen om dezelfde reden intermodulatieruis veroorzaken.

Nu was nog $^1/_3$ van de toelaatbare ruis gereserveerd voor deze intermodulatie. Dit betekent, dat in het referentiecircuit de signaalintermodulatieruisverhouding tengevolge van 50 zendontvangers, 9 modems en 100 golfgeleiders samen $\geq$ 52,5 dB moet zijn (vlak gemeten ten opzichte van 1 mW op relatief niveau).

Reserveert men hiervan weer $^1/_3$ voor de 100 golfgeleiders, dan wordt de eis per golfgeleider:

$$-20 \log \varrho_1 \varrho_2 + 10 \log \beta^2 \geqq 62{,}5 \text{ dB}.$$

Met $10 \log \beta^2 = 3$ dB (golfgeleiderlengte gemiddeld 50 m) wordt de eis met $\varrho_1 = \varrho_2 = \varrho$:

$$20 \log \varrho \leqq -29{,}8 \text{ dB}.$$

waaruit

$$SGV \leqq 1{,}07$$

Het is natuurlijk mogelijk om een geheel andere verdeling van de verschillende ruisbijdragen te maken dan de bovenstaande. Ook hier zal weer naar een economisch optimum moeten worden gestreefd, hetgeen in bovengenoemd voorbeeld goed benaderd wordt.

4. **Ontwerp.**

4.1. *Realisatie van de antenne.*

Met vervulling van bovengeformuleerde eisen is thans het ontwerp van de antenne aan de orde.

Wat afmetingen, gewicht en prijs betreft, is de omwentelingsparaboloïde verre in het voordeel boven de andere bekende antennetypen, (parabolische reflector, hoornparabool, hoorn-antenne en lensantenne). Het heeft dus alle zin om te trachten deze paraboolantennes nader te beschouwen en na te gaan of aan de in het voorgaande gestelde eisen kan worden voldaan.

4.2. *Versterking.*

Bij elke antenne gaat het erom de primaire straling zo gelijkmatig mogelijk over zo groot mogelijk oppervlak te verdelen, wil men maximale gain bereiken.

Met uniforme en gelijkfazige verdeling geldt:

$$G_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A$$

onafhankelijk van de vorm van de vlakke opening.

De tabel geeft een overzicht van de relatieve versterking (betrokken op G_0) en de belangrijkste kenmerken van de stralingsdiagrammen voor de ronde opening bij een belichting volgens de formule $(1-r^2)^p$, r = afstand tot middelpunt, voor 3 waarde van p.

	g	Θ_{3dB}	1e zijlus
$p = 0$	1	1.02 A/D	17,6 dB
$p = 2$	0,56	1,47 A/D	30,6 dB
$p = 4$	0,36	1,81 A/D	— —

Duidelijk ziet men hoe grotere zijlusonderdrukking gepaard gaat met verlies aan versterking en bundelscherpte.

Algemeen geldt voor de parabool $G_o = \eta \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2}$ A waarin η = rendement tengevolge van niet-ideale belichting en „spil-over".

Het verband tussen de theoretische rendementsfactor en de openingshoek van de parabool vertoont een flauw optimum met een gemiddelde waarde van $\eta_{theor.\ opt.} \approx 0{,}83$*). De praktijkwaarde zal hiervan afwijken vanwege het feit, dat de primaire belichter buiten 90° ook nog straling vertoont. Men kan dit in rekening brengen met de versterking Gf_o in de hoofdrichting van de primaire belichter:

$$\eta_{prakt.opt.} = \frac{Gf_{o_{prakt.}}}{2\,(n+1)} \cdot \eta_{theor.opt.}$$

Dit alles onder aanname van een primaire belichting volgen $\cos^n\varphi$

Tevens is in fig. 4 aangegeven hoeveel de belichting aan de randen lager is dan in het centrum, als functie van n bij de optimale openingshoek. Het blijkt, dat de randwaarde 8-10 dB lager ligt.

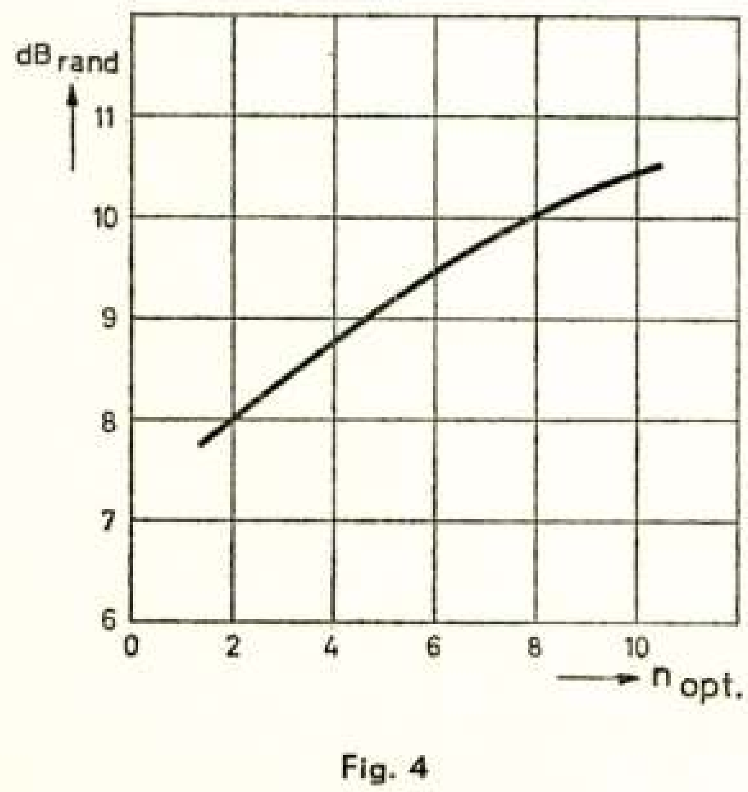


Fig. 4
Randbelichting als functie van $\eta_{opt.}$

Behalve aan de amplitude moeten ook eisen aan de faze van de belichterstralen worden gesteld. Bij een kwadratisch verloop van de fazefout als functie van de afstand tot het middelpunt treedt een versterkingsverlies van $^1/_4$ dB op bij een maximale afwijking (aan de rand) van $\lambda/8$.

*) Zie bijdrage van M. H. Bodmer in dit nummer.

Impedantie.

In de belichtergolfgeleider zijn 2 reflecties aanwezig nl. een van de belichter zelf in de vrije ruimte geplaatst en een van de parabolische reflector.

Deze laatste kan worden geschreven als:

$$\varrho_p = \int_s \frac{G_f(\varphi_1 \Theta)}{4\pi r^2} \cdot \cos i \, e^{-j2kr} ds$$

i = invalshoek op de reflector.

Praktisch is in het algemeen:

$$|\varrho_p| = \frac{G f_0 \cdot \lambda}{4\pi F}$$

F = focusafstand

Door toepassing van een extra reflectieplaat in het centrum, zodanig dat deze een reflectie geeft die in grootte gelijk doch in faze tegengesteld is aan de rest van de parabool, is men in staat de reflectie van de parabool volledig op te heffen.

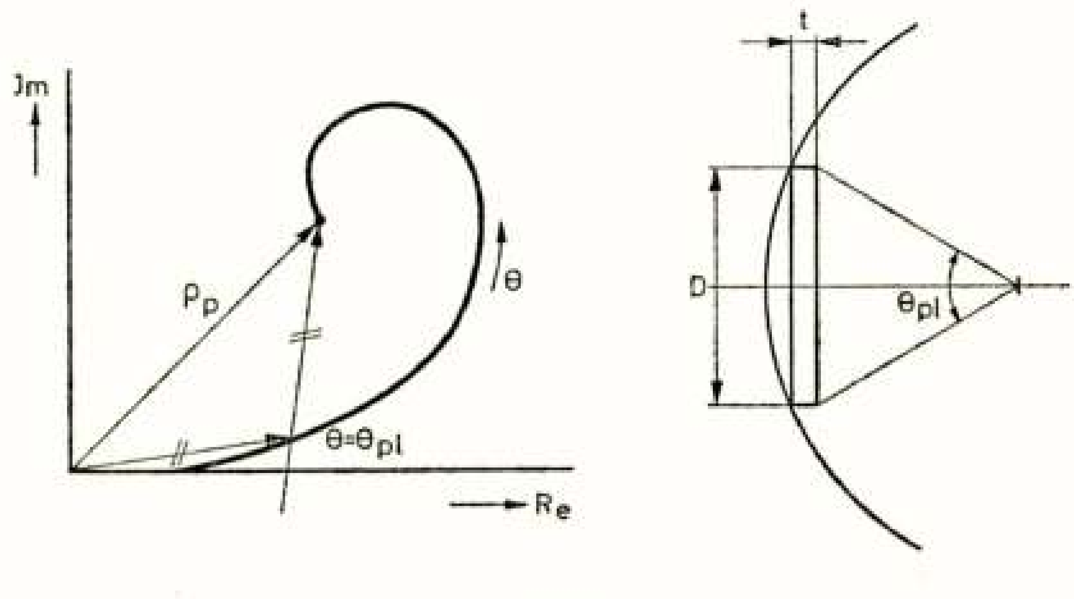


Fig. 5
Compensatie paraboolreflectie

In eerste benadering geldt (fig. 5):

$$D = \sqrt{\frac{4F\lambda}{3}}$$

en

$$t = \frac{2n+1}{4} \cdot \lambda - \frac{5\lambda}{24}$$

4.2. *Uitvoering*.

Fig. 6 laat enige gegevens zien betreffende de *primaire stralers*, welke in de literatuur vermeld zijn. Er blijkt onderling nogal verschil te bestaan. Het ontwerpen van de primaire straler komt neer op het bepalen van zodanige afmetingen van de mond, dat zowel in E- als H-vlak voldaan wordt aan de voorwaarde, dat aan de rand van de parabool de veldsterkte 8 à 10 dB gedaald is. Men neemt vrij algemeen 10 dB als randwaarde.

Uit de voorbeelden blijkt wel, dat voor belichting van een 3.25 m parabool met F = 1 m, hetgeen $\Theta = 78^0$ betekent, de afmetingen van de opening kleiner zullen moeten zijn dan λ en niet veel zullen afwijken van de normale golfgeleider maten.

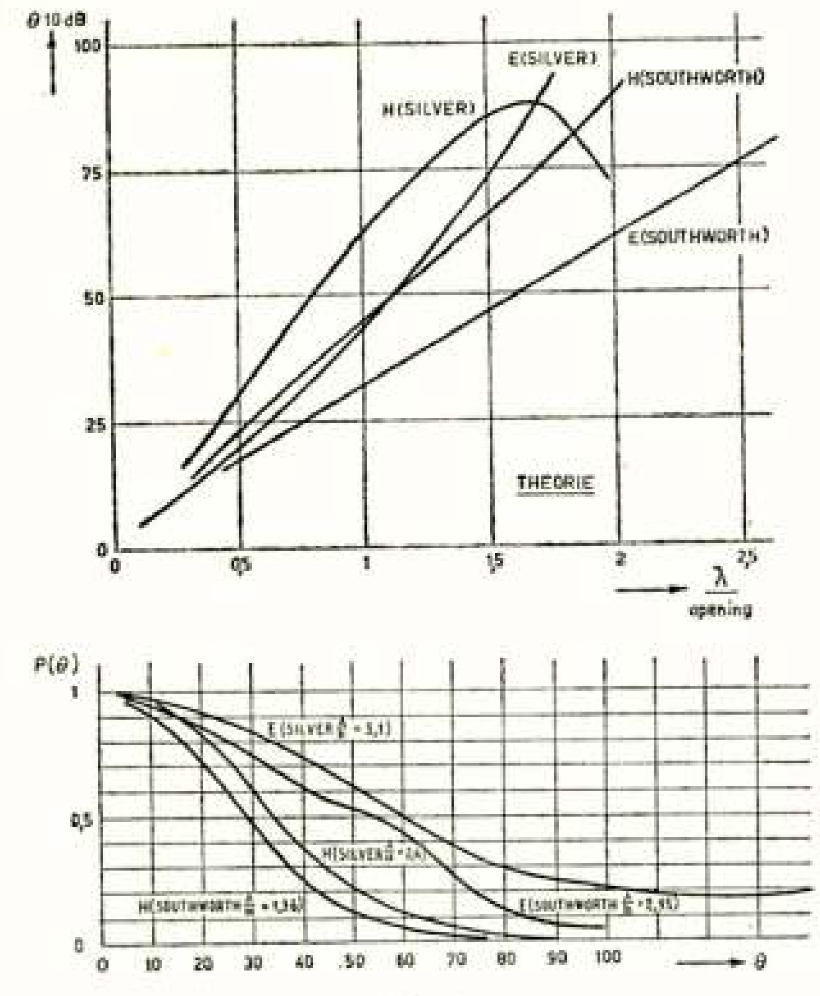


Fig. 6
Gegevens primaire stralers volgens verschillende auteurs

Fig. 7 laat enige gemeten waarden zien. Het blijkt, dat de diagrammen in het ene vlak toch niet onafhankelijk zijn van die in het andere vlak.

Als compromis is gekozen de opening 42x36 mm, hetgeen in het H-vlak een te scherpe bundeling oplevert. Doch deze ope-

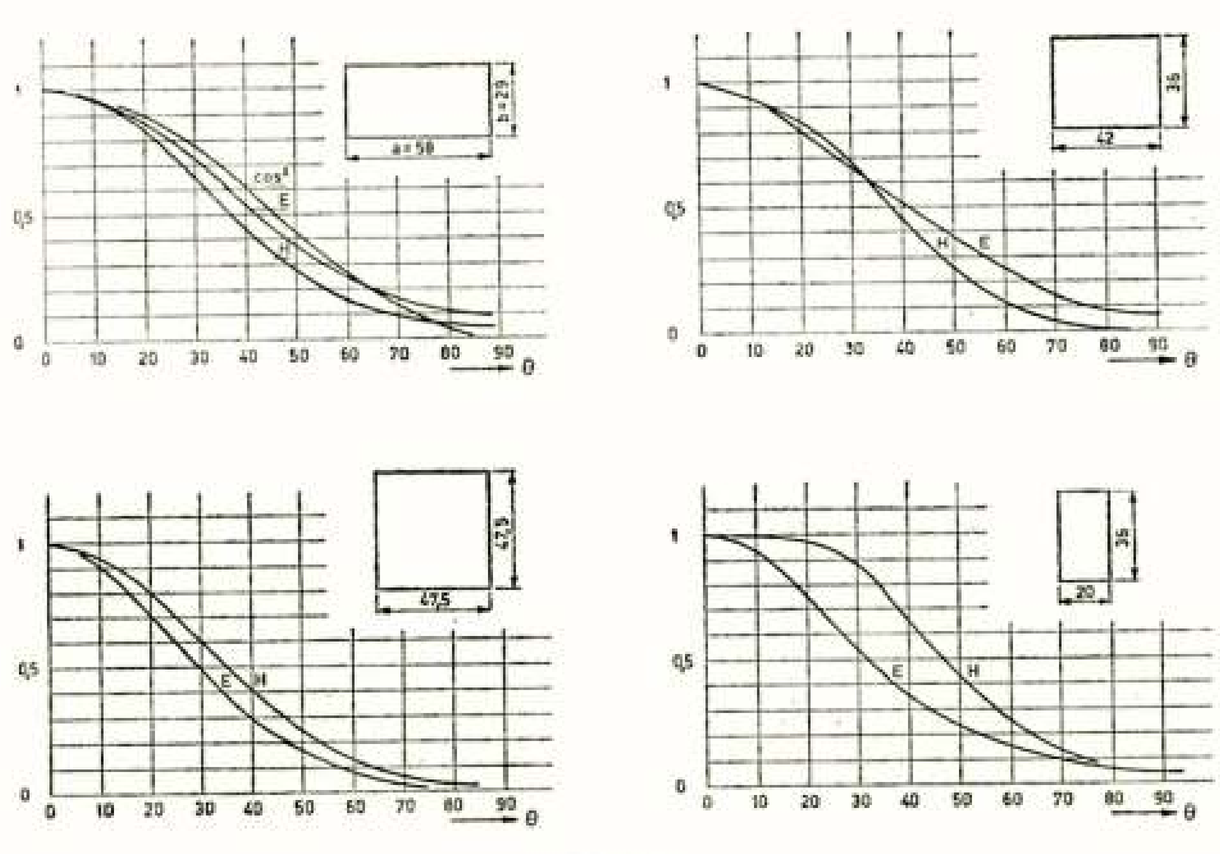


Fig. 7
Meetresultaten van een aantal primaire stralers bij $\lambda = 7{,}5$ cm.

ning bleek dusdanig goed aan te passen aan de golfpijp-impedantie, dat dit de doorslag gaf, mede doordat bekend was dat de randwaarde weinig kritisch is wat het rendement betreft.

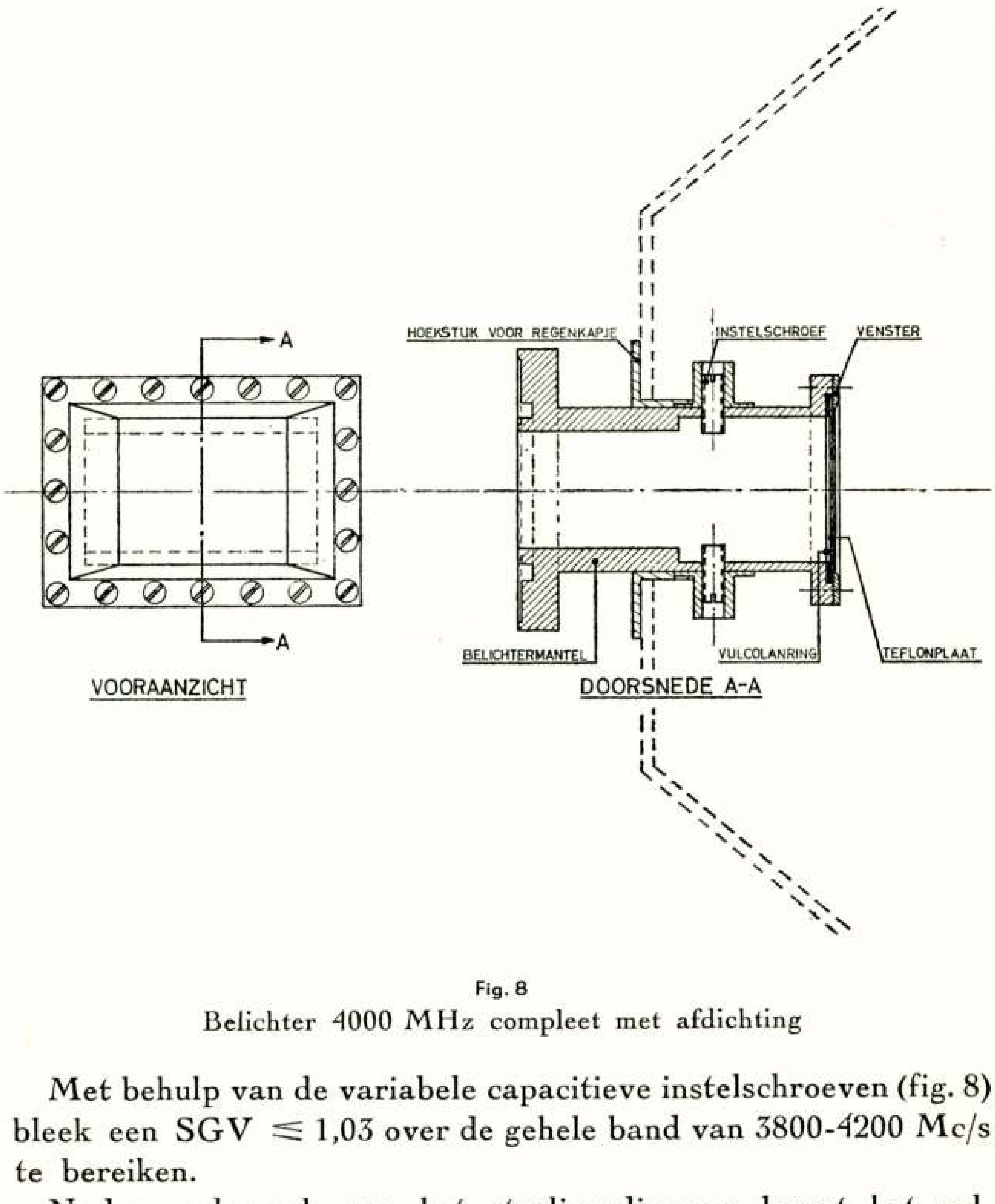


Fig. 8
Belichter 4000 MHz compleet met afdichting

Met behulp van de variabele capacitieve instelschroeven (fig. 8) bleek een SGV $\leqq$ 1,03 over de gehele band van 3800-4200 Mc/s te bereiken.

Nader onderzoek van het stralingsdiagram levert het volgende op:

H-vlak:	$\Theta = 30°$	$P/P_o =$ 0,67	$n = 3$	gemiddeld dus $n = 3$.
	$\Theta = 45°$	36	$3\frac{1}{2}$	
	$\Theta = 60°$	11	3	
E-vlak:	$\Theta = 30°$	$P/P_o =$ 0,68	$n = 2\frac{1}{2}$	gemiddeld dus $n = 2\frac{1}{2}$
	$\Theta = 45°$	0,45	$2\frac{1}{2}$	
	$\Theta = 60°$	0,25	2	

Als globaal gemiddelde geldt dus: $G_f = G_{f_0} \cdot \cos 2\frac{3}{4}\,\Theta$.

Volgens de kromme op blz. 36 fig. 7, levert dit een optimum bij $\Theta = 63^0$. Doordat we een parabool met $\Theta = 78^0$ hebben is het te verwachten gainverlies hierdoor

$$\frac{0{,}7}{0{,}83} = 0{,}84 \approx \tfrac{3}{4}\ \mathrm{dB}.$$

Fazemetingen werden verricht met behulp van 2 dipooltjes op iets meer dan λ uit elkaar. Elk van de 2 dipolen werd aan een arm van een tover-T toegevoerd. Op een der beide andere armen werd een detector aangesloten. Zodra nu een fazeverschil van 180^0 tussen beiden signalen optreedt, zal de detector geen uitslag geven. Door nu steeds een der dipolen te draaien om de andere, kan men punten markeren van gelijke faze.

Hieruit bleek, dat in ieder geval in het H-vlak de belichter een zuiver bolvormig golffront geeft met als middelpunt de opening van de mond.

Zoals reeds eerder gezegd, is de verwachte reflectie-coëfficient tengevolge van de parabool

$$|\varrho_p| = \frac{G_{f_0} \cdot \lambda}{4\pi F}$$

Met $G_{f_0} \cong \frac{10 . ab}{\lambda^2} = 2{,}7$, $F = 100$ cm en $\lambda = 7{,}5$ cm zou $|\varrho_p| = 0{,}016$.

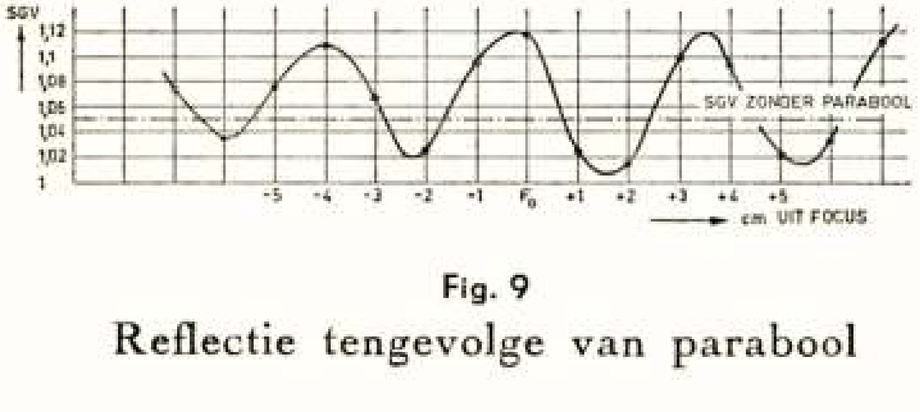


Fig. 9
Reflectie tengevolge van parabool

De meting volgens fig. 9 leverde zonder parabool op 4000 MHz een SGV = 1,05. De variatie in SGV als functie van het verplaatsen van de belichter, levert een $|\varrho_p| = 0{,}026$, hetgeen belangrijk groter is dan verwacht. Kennelijk is toch de versterking van de belichter groter, nl. 4,4 inplaats van 2,7, hetgeen meer correspondeert met de totale uitwendige afmetingen van de belichtermond.

Ter compensatie van de reflectie werd nu een vertexplaat aangebracht (fig. 10) ter dikte $t = (2n + 1)\frac{\lambda}{4} - \frac{5\lambda}{24} = 3$ mm

en met een diameter van $d = \left(\frac{4F\lambda}{3}\right)^{\frac{1}{2}} = 32$ cm.

Uit het samenvallen van de SGV-krommen als functie van de frequentie blijkt duidelijk, dat de plaat juist is gekozen.



Fig. 10
Toepassing vertexplaat

De verwachte versterking van het geheel (belichter en reflector) is nu:

$$G_{prakt.} = \frac{\pi D^2}{\lambda} \cdot \eta_{prakt.}$$

waarin

$$\eta_{prakt.} = \frac{G_{f_0}}{2(n+1)} \cdot \eta_{theor.}$$

Zoals reeds eerder vermeld, is bij deze belichter en deze parabool $\eta_{theor.} = 0{,}7$ dus wordt

$$\eta_{prakt.} = \frac{4{,}4}{7{,}5} \cdot 0{,}7 = 0{,}41$$

zodat te verwachten is

$$G_{prakt.} = \frac{\pi D^2}{\lambda} \cdot 0{,}41 \cong 8000$$

of wel

$$10 \log G_{prakt.} = 39 \text{ dB}$$

4.3. *Meetresultaten.*

Uit metingen kwam vast te staan, dat in werkelijkheid op 4000 MHz 10 $\log G = 40{,}5$ dB, dus ruim 1 dB meer dan verwacht. Dit duidt op een rendement $\eta = 0{,}59$.

Fig. 11 toont een foto van de complete antenne in een uitvoering, waarbij de belichter en golfgeleider voor de schotel langs gevoerd worden.

Fig. 12 en 13 laten de stralingsdiagrammen zien welke van deze antenne zijn opgenomen op het radarproefstation te Noordwijk. De 3 dB-breedte van de hoofdlus blijkt 1,6° te bedragen, hetgeen goed overeenkomt met de theoretische waarde van $\frac{70\lambda}{3} \cong 1{,}62°$. Tevens blijkt de invloed van de balk voor de antenne niet te verwaarlozen.

Plaatsing van de balk onder 45° bleek een belangrijke verbetering in het voorwaartse diagram te geven. Dit is verklaarbaar, aangezien dan het secundaire stralingsdiagram van

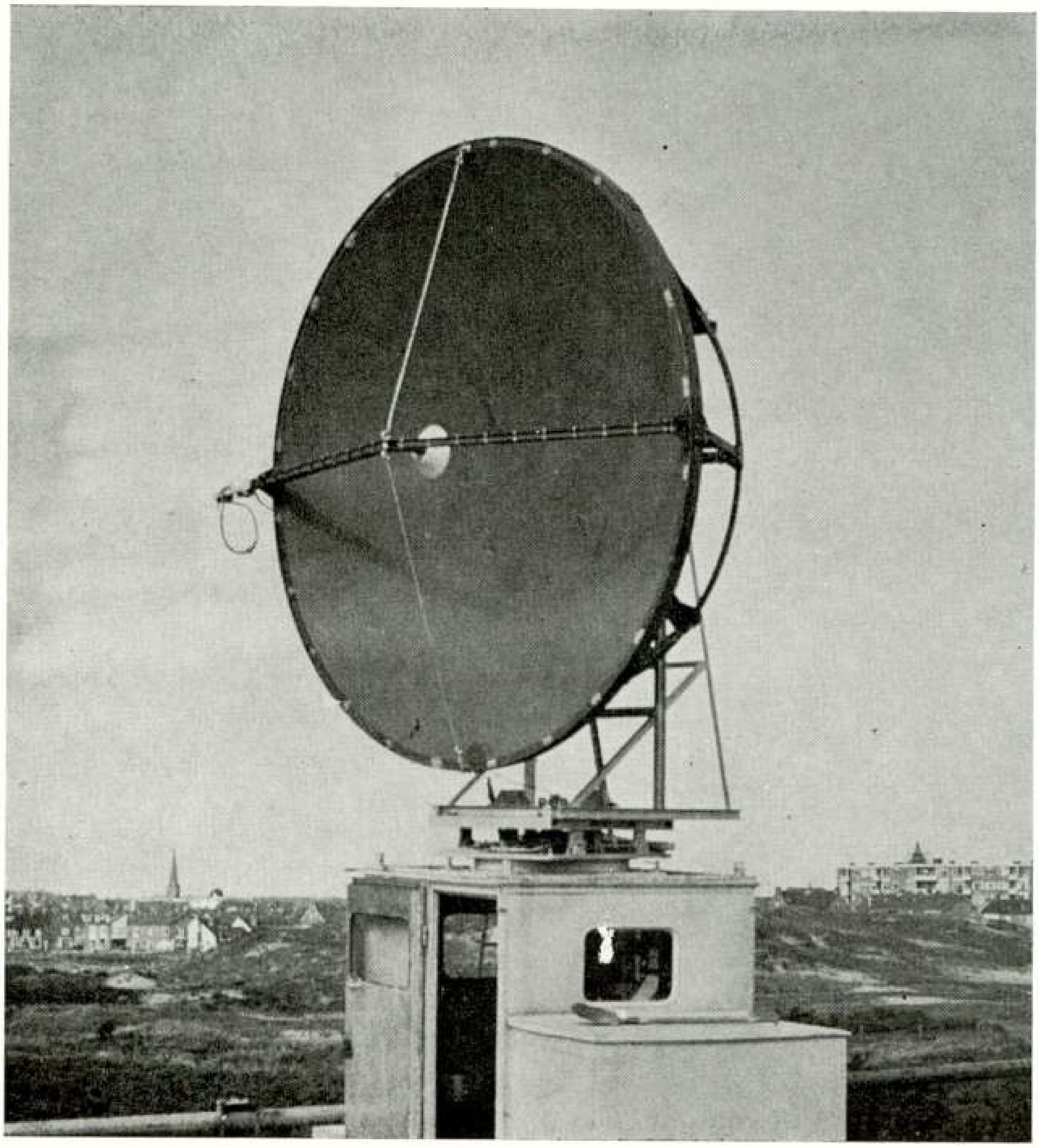


Fig. 11
Complete 4000 MHz antenne op meetwagen

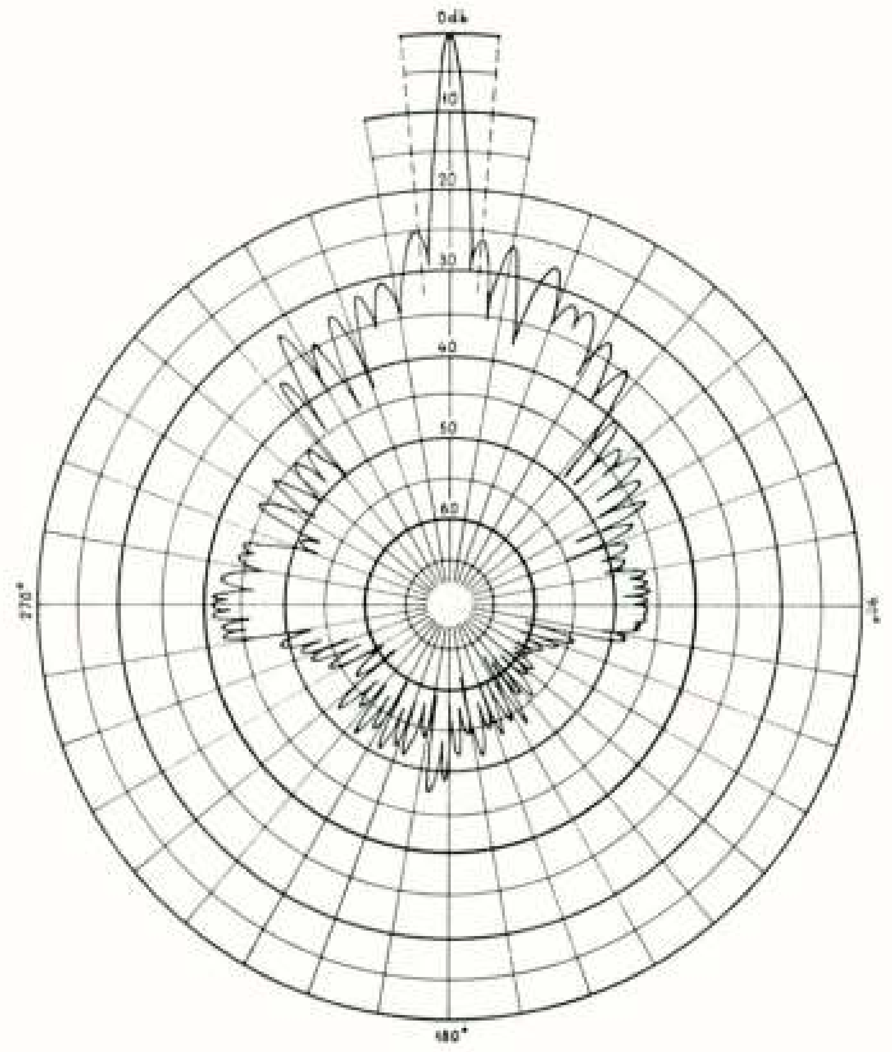


Fig. 12
Stralingsdiagram 4000 MHz antenne, horizontale polarisatie

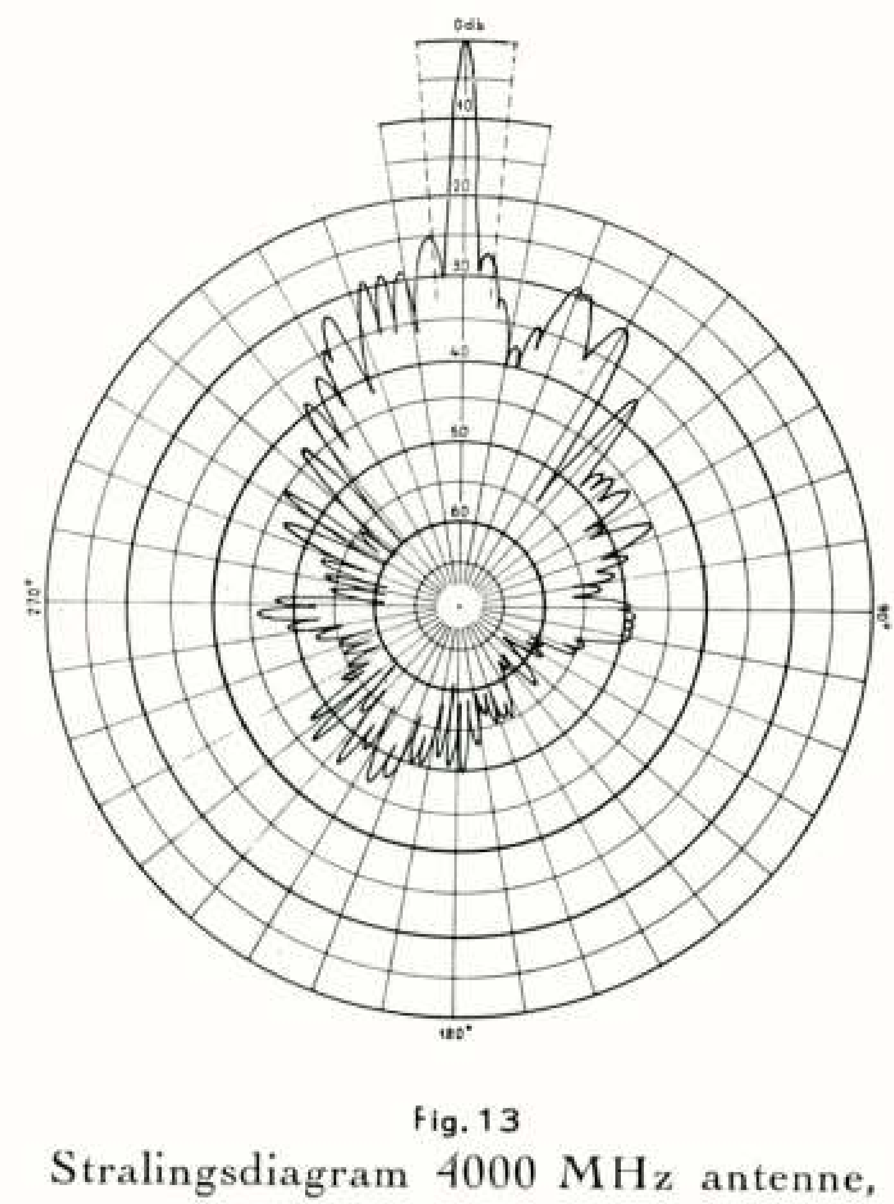


Fig. 13
Stralingsdiagram 4000 MHz antenne, vertikale polarisatie

de balk niet meer in het meetvlak ligt. Een analoge, zij het iets minder duidelijke verbetering geeft het plaatsen van een balk onder 45^0 met toepassing van een 45^0 twist om weer tot horizontale of verticale polarisatie te komen.

5. **Verdere ontwikkelingen 7000 MHz**

Naast de antenne ontwikkeling op 4000 MHz is op 7000 MHz voor een 2.10 m antenne de ontwikkeling voortgezet. Inplaats van een belichterbalk werd hier een belichterstaf toegepast (fig. 14).

Aanvankelijk werd, zoals op de foto zichtbaar is, de staf over de brede kant van de golfgeleider gebogen. Dit bleek het nadeel van vervorming van het stralingsdiagram op te leveren, voornamelijk bij horizontale polarisatie, waarbij de staf loodrecht op het meetvlak staat.

Hoewel moeilijker te fabriceren, is daarom toch overgegaan tot toepassing van een over de smalle zijde gebogen golfgeleider, welke minder obstakels voor de primaire belichting levert.

In de fig. 15 en 16 ziet men het resultaat. Vooral bij de horizontale polarisatie bleek een belangrijke

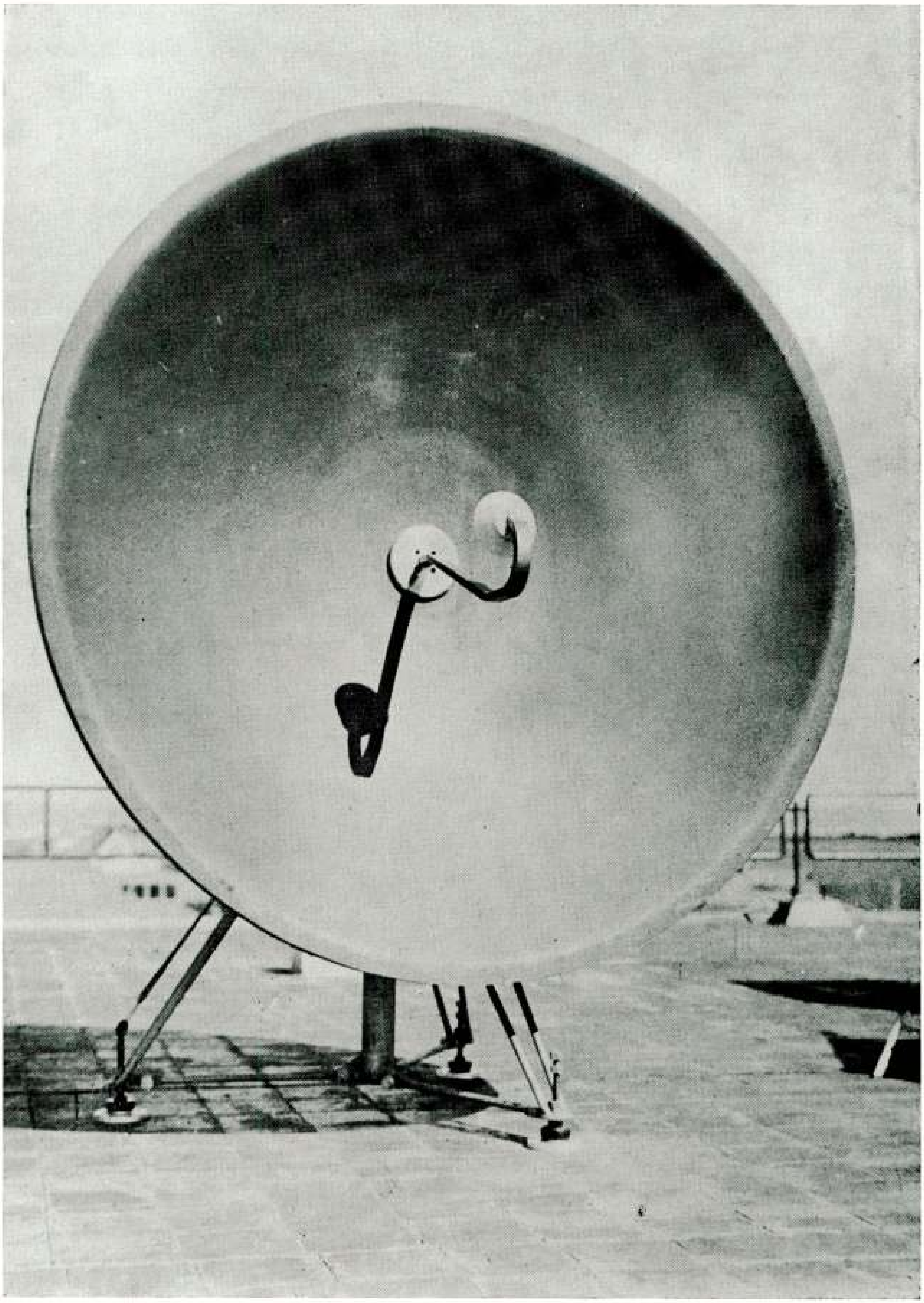


Fig. 14
7000 MHz antenne met belichterstaf

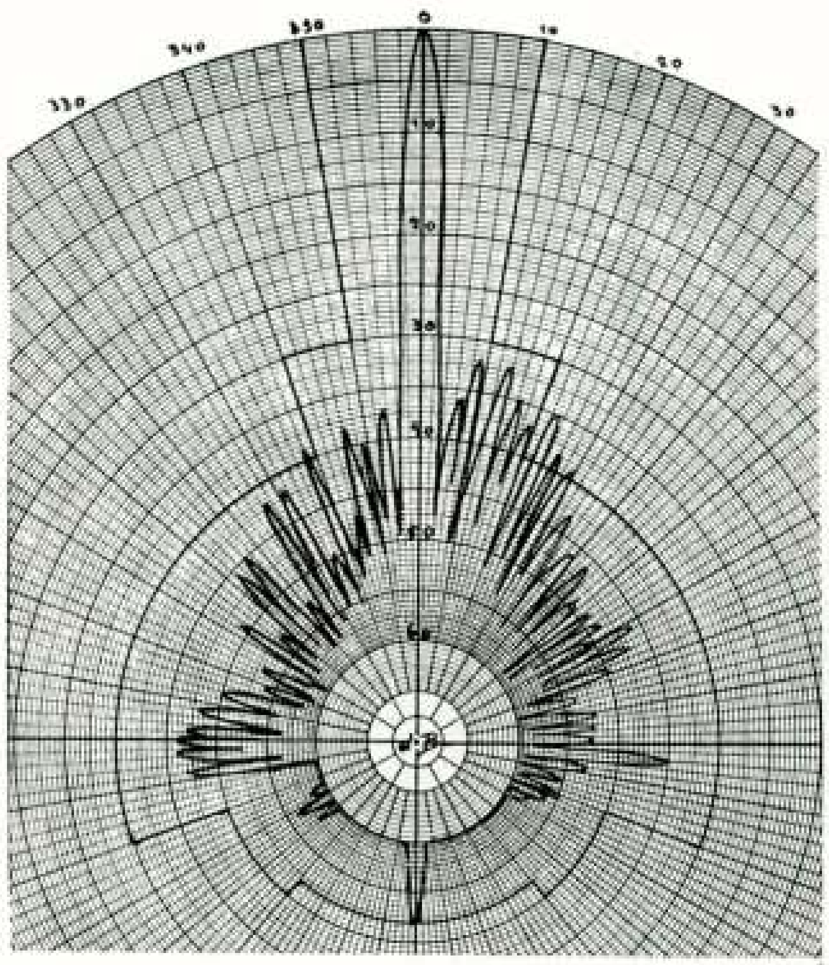


Fig 15
Vertikaal stralingsdiagram 7000 MHz antenne (φ 2.10 m)

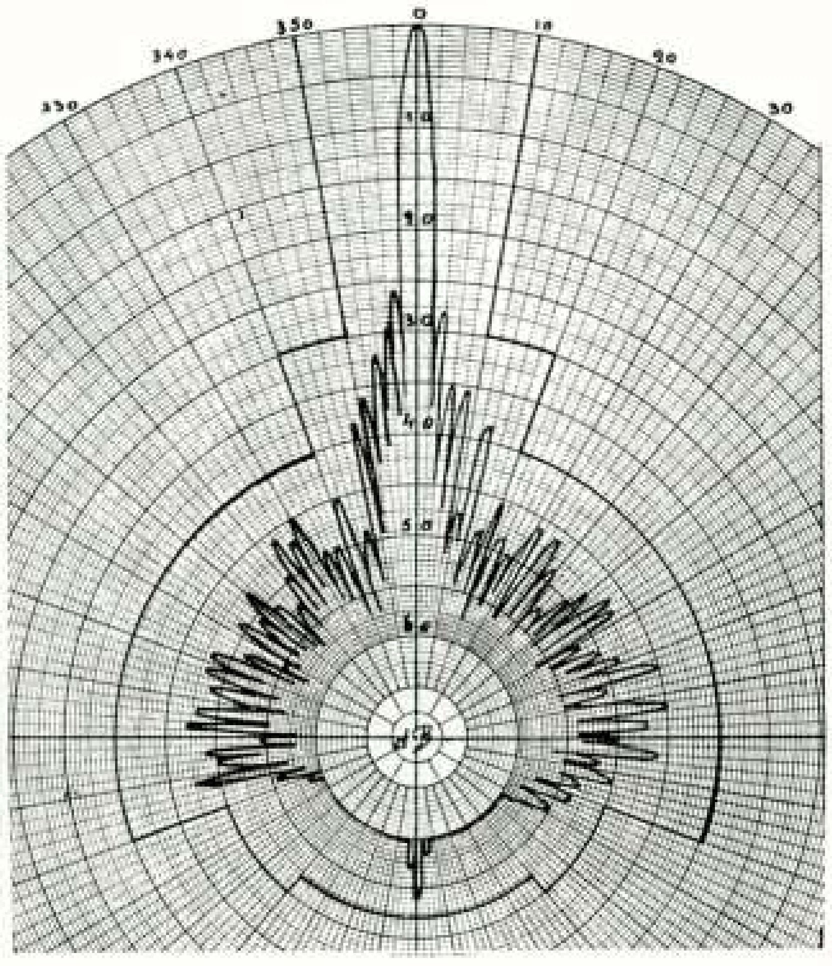


Fig. 16
Horizontaal stralingsdiagram 7000 MHz antenne (φ 2.10 m)

verbetering van het stralingsdiagram aanwezig.

Tenslotte nog iets over passieve reflectoren. Een passieve reflector is een vlakke metaalplaat, welke als spiegel wordt gebruikt ter hoekverandering van een invallende straling. In de meeste gevallen wordt deze methode gebruikt ter vervanging van een lange golfgeleiderverbinding tussen apparatuur en top van de mast, hetgeen in verband met het toepassingsgebied voor de 7000 MHz band aantrekkelijk is.

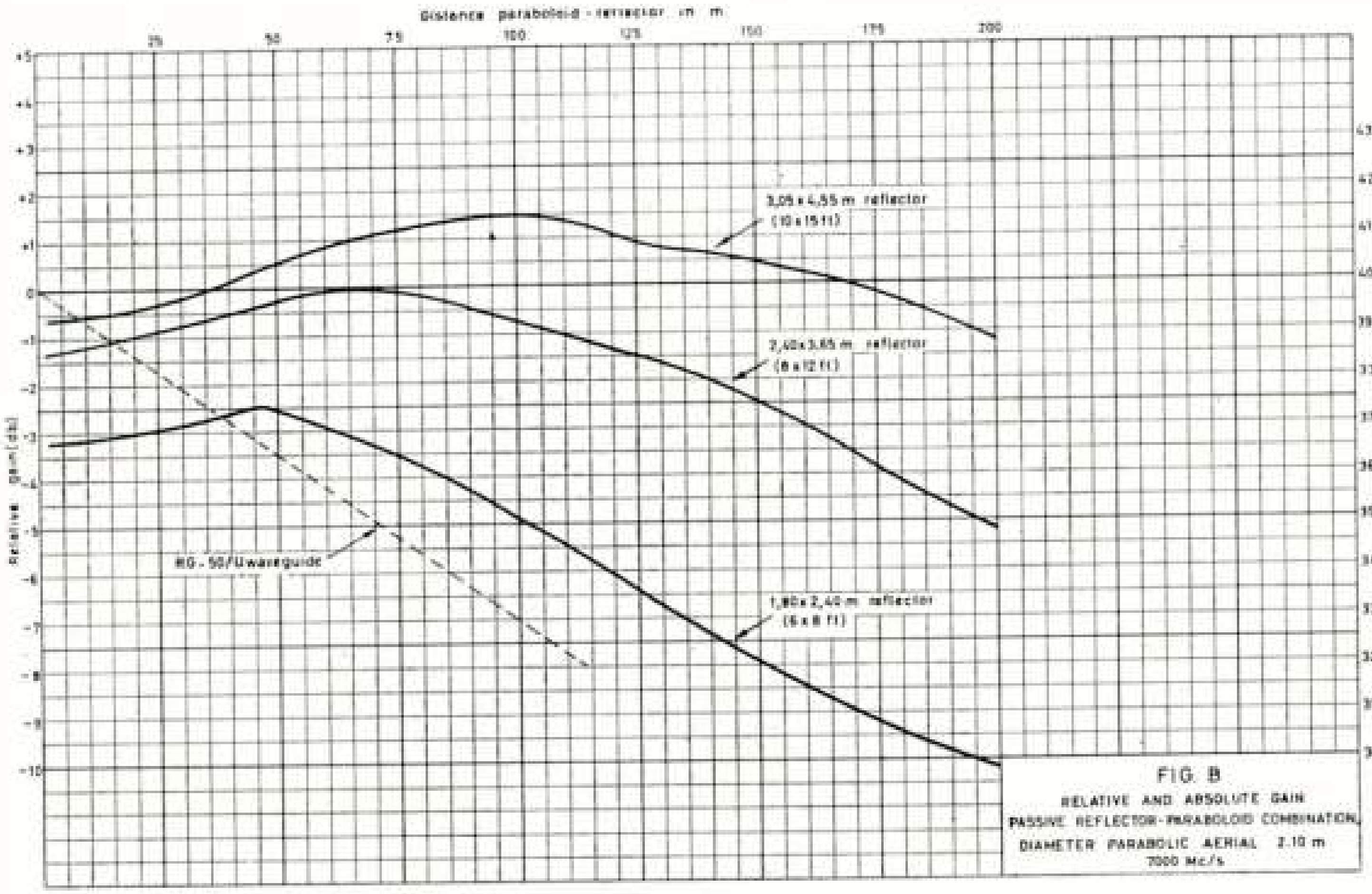


Fig. 17
Versterking van passieve reflector in combinatie met paraboolantenne

Fig. 17 toont het verband tussen de versterking van het samenstel parabool-spiegel als functie van de afstand tussen beide, met de spiegelafmetingen als parameter. In het algemeen geeft men de spiegel een rechthoekige vorm zodanig, dat de projectie ervan loodrecht op de invallende bundel, vierkant is. Uit de grafiek blijkt, dat bij toepassing van een projectie-doorsnede van gelijke grootte als de parabool, een geringere totaal demping wordt verkregen dan met golfgeleiderverbinding, althans vanaf ongeveer 40 m afstand.

Transport van gebundelde energie door de vrije ruimte is kennelijk voordeliger dan door de golfgeleider. Een uitzondering vormt de toepassing van ronde golfgeleider met speciale cilindrische modus. Economisch bekeken geeft toepassing van spiegels een belangrijk voordeel voor lengten boven 30 m. Het hiertegenover staande nadeel is, dat tengevolge van de slechtere achterwaartse straling en door de koppeling van elke reflector met elke op de grond liggende parabool van meerdere frequentierasters gebruik moet worden gemaakt. Bovendien wordt de stijfheidseis aan de mast 2x zo zwaar. Fig. 18 toont een dergelijke reflector van 6x8 ft, welke met eenvoudige middelen zowel in het horizontale als in het vertikale vlak instelbaar is.

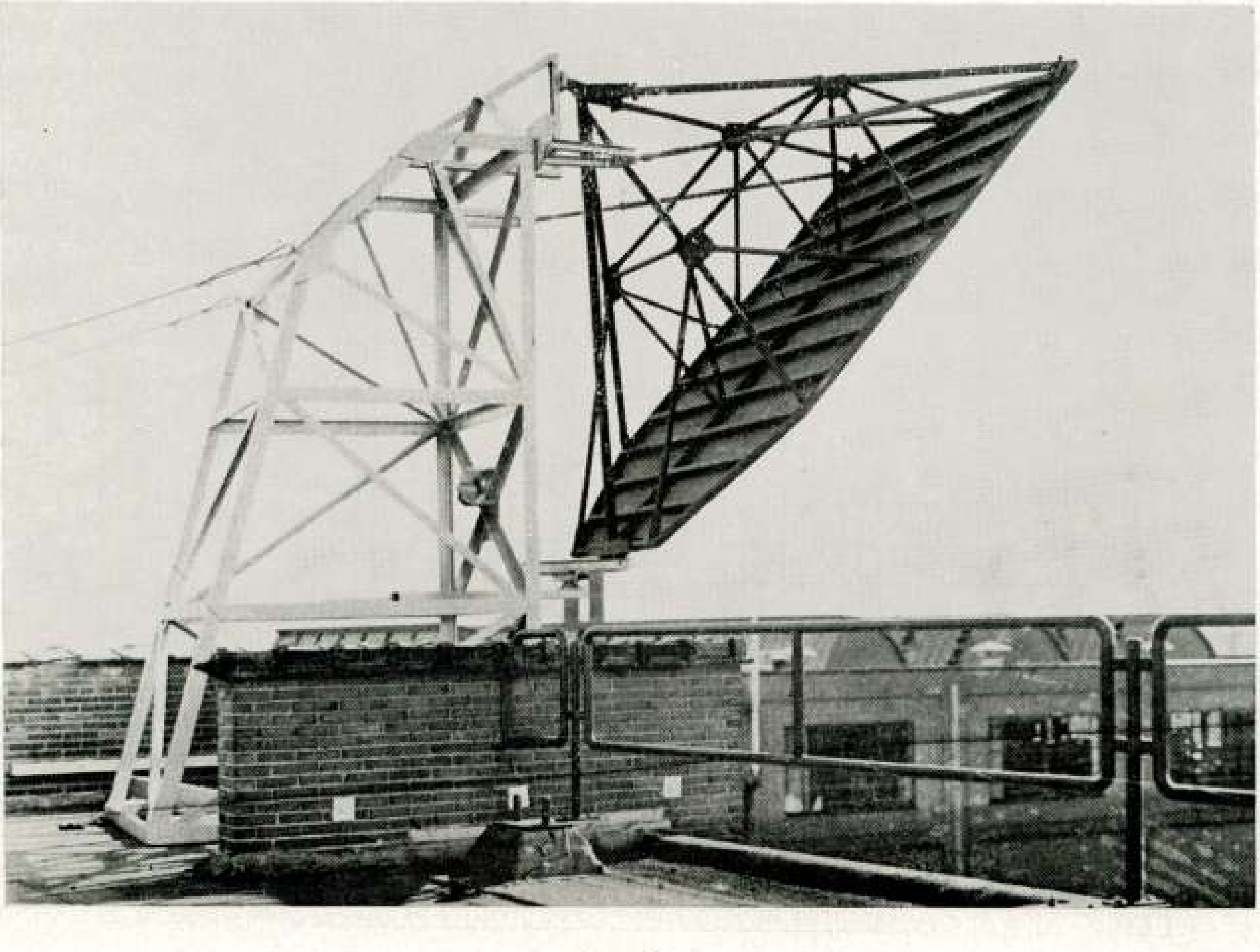


Fig. 18
Passieve reflector 6x8 ft

Problemen en perspectieven der radioastronomie

door C. de Jager *)

1. Probleemstelling

Radioastronomische waarnemingen worden gedaan in het golflengtegebied tussen enkele millimeters en tien tot vijftien meter. Bij langere golflengten wordt de straling geabsorbeerd door de ionosfeer; bij golflengten kleiner dan 5 à 10 mm is moleculaire absorptie van waterdamp voldoende om de straling uit de kosmos tegen te houden.

In dit golflengtegebied is één van de voornaamste problemen dat van het beperkte oplossende vermogen der radiotelescopen. Een telescoop met een diameter van 25 meter zal op een golflengte van 1 meter een scheidend vermogen hebben van ongeveer 2°. Het is onmiddellijk in te zien, dat de eis van een hoger oplossend vermogen (boogminuten of boogseconden) leidt tot enorme en nauwelijks te verwezenlijken antennecomplexen.

In dit artikel zal een overzicht gegeven worden van wat tot dusver door de radioastronomie is bereikt, voornamelijk op het gebied van het zonne- en melkwegonderzoek, en zullen enkele van de op het ogenblik actuele problemen worden genoemd.

Eerst enkele definities.

De intensiteit van de radiostraling wordt bepaald door de *fluxdichtheid*: De energiestroom dE, die tussen tijdstippen t en $t + dt$ stroomt door een oppervlakje dA loodrecht op de voortplantingsrichting van de energie, en gemeten tussen frequenties ν en $\nu + d\nu$ is

$$dE = dA\, dt\, d\nu\, .\, S_\nu\, .$$

In deze uitdrukking is S_ν de fluxdichtheid.

In de praktijk interesseert ons vaak niet zozeer de fluxdichtheid als wel de *stralingstemperatuur* T_b van het stralende oppervlak. Deze is gedefiniëerd als de temperatuur van een zwart (een volgens de Wet van Planck stralend) lichaam, even groot als de bron, dat bij dezelfde frequentie dezelfde stralingsintensiteit uitzendt. T_b is dus geen werkelijke temperatuur, maar een rekengrootheid.

---

*) Sterrewacht „Sonnenborgh", Utrecht.

Deze stralingstemperatuur en daarmee dus de fluxdichtheid der straling wordt gemeten via de zgn. *antennetemperatuur* T_A. Alle energie, die door de antenne wordt ontvangen, wordt in het elektrische netwerk gedissipeerd; dit netwerk krijgt dus een zekere temperatuur. Men noemt de equivalente antennetemperatuur T_A die temperatuur, waarbij geen uitstraling of absorptie van energie door de antenne meer optreedt. Daarbij is er dus evenwicht tussen de inkomende straling uit de kosmos en de uitstraling der antenne.

Verder dient opgemerkt te worden, dat de straling een ruiskarakter heeft. Van deze ruis wordt de intensiteit gemeten als functie van de golflengte λ, de tijd t, de richting aan de hemelbol en voor de verschillende polarisatietoestanden.

2. De radiostraling van de zon

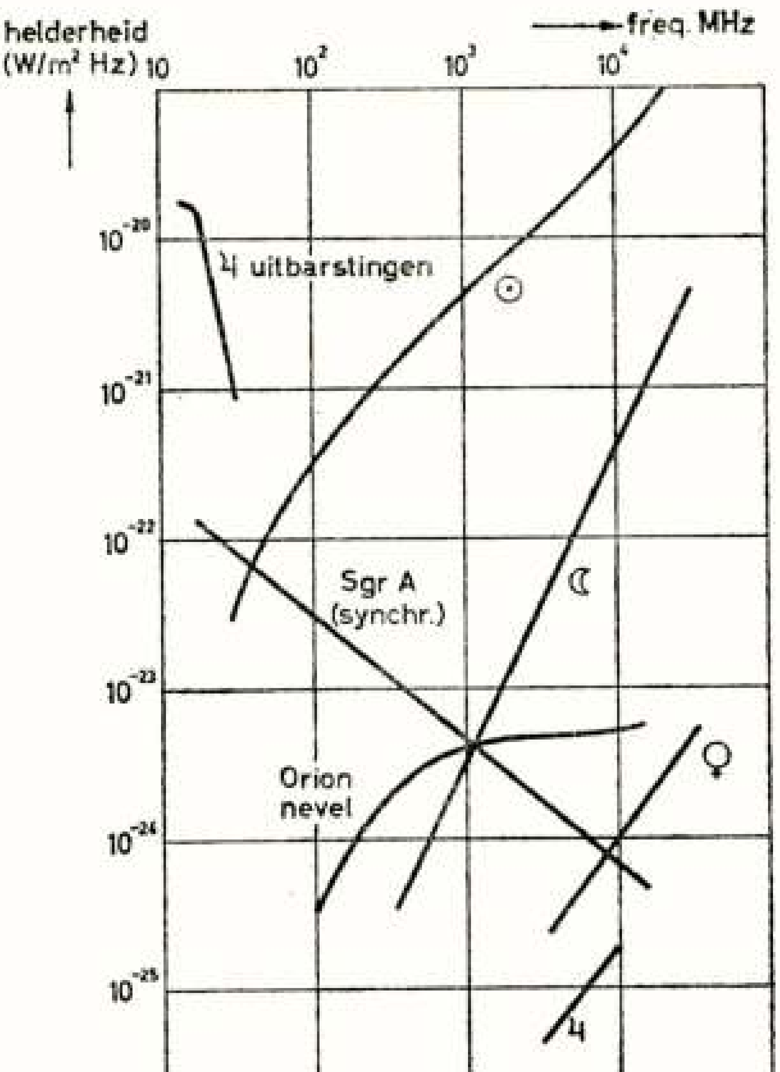


Fig. 1

Spectra van een aantal radiobronnen. Er zijn de thermische stralers (als voorbeeld: Zon, Maan, Venus, Jupiter) en de niet-thermische stralers, waarvan als voorbeelden Sagittarius A (puntbron) en de Jupiteruitbarstingen gegeven worden

Figuur 1 toont voor een aantal discrete bronnen de ontvangen stralingsflux (Watt m^{-2} Hz^{-1}) als functie van frequentie of golflengte. In het gebied van de cm en dm golven is de zon verreweg de sterkste straler aan de hemel; bij golflengten in de buurt van 10 meter wordt zijn helderheid overtroffen door die van een aantal andere discrete bronnen en door de Melkweg.

Het radiospectrum van de zon kan niet door één temperatuur worden beschreven; in het cm-gebied is de stralingstemperatuur ongeveer 10.000°, in het metergebied ongeveer 1.000.000°. Dit weerspiegelt het feit, dat de zon, die aan het oppervlak een temperatuur van ongeveer 6000° heeft, omgeven is door de corona, een gaswolk met een temperatuur van ongeveer 1.000.000°. Doordat verder de absorptiecoëfficient van het zonnegas voor radiostraling sterk toeneemt met

toenemende golflengte, ontvangt men op metergolven de straling uit de hete corona en op cm-golven de straling uit de koelere gebieden vlak bij het oppervlak.

De zon is een schijfje met een middellijn van een halve graad. Het is hierom alleen al duidelijk, dat pogingen om de helderheidsverdeling over de schijf vast te stellen slechts succes zullen hebben bij betrekkelijk korte golflengten. Figuur 2 toont een beeld van de zon, verkregen op dezelfde dag op een golflengte van 20 cm door Christiansen in Australië, en op een golflengte van 3 cm door Vitkevitsj in Rusland. Doordat men op de verschillende golflengten als het ware een doorsnijding door de verschillende lagen van de zonnecorona maakt, zou men aan de hand van een groter aantal simultane dergelijke radioheliogrammen verkregen op vele verschillende golflengten in staat zijn een gedetailleerd beeld te ontwerpen van de structuur der buitenste lagen van de zon. Iets, wat direct opvalt in de twee afbeeldingen van figuur 2, zijn de zgn. coronale activiteitsgebieden. Dit zijn gebieden in de corona, die een vijf tot tienmaal groter dichtheid hebben dan de ijle gassen daaromheen; ook de temperatuur van deze coronale activiteitsgebieden schijnt iets hoger te zijn dan die van de ongestoorde corona. Het zijn deze coronale activiteitsgebieden, die van belang zijn voor de zon-aarde relaties; hierin treden met name de zonnevlammen op, die niet alleen een ingewikkeld optisch beeld vertonen en daarnaast de bron zijn van intense deeltjesstromen, die vanuit de zon de wereldruimte ingeslingerd worden, maar die bovendien een gecompliceerd radiospectrum kunnen emitteren.

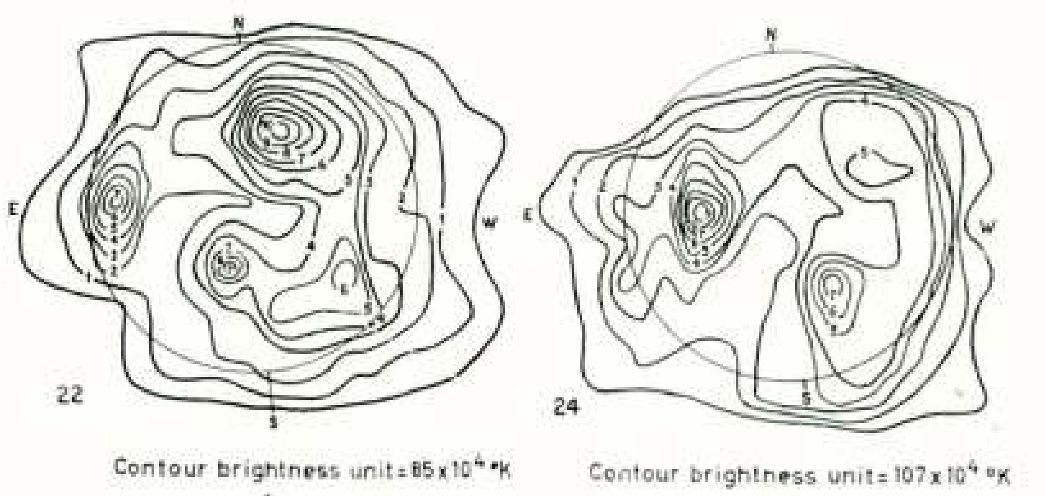


Fig. 2

Radio-isofoten van de zon op 22 juli 1957.

a) Golflengte: 21 cm; radio-observatorium te Sydney. De eenheid van stralingstemperatuur is 85 x 10^4 °K.

b) Golflengte: 3 cm; Krim-observatorium. De omtrek van de 'visuele' zon is door een dunne cirkel aangegeven. Vooral op 21 cm is de 'radiozon' groter dan de 'visuele' zon doordat de 21 cm straling voor een belangrijk deel stamt uit de basis van de corona. Verder zijn de coronale activiteitscentra, met hun verhoogde stralingstemperatuur, opvallend

Een schetsmatige afbeelding van een activiteitsgebied van de

zon wordt gegeven in figuur 3. Het activiteitsgebied is een magnetisch gebied, dat zich uitstrekt om de zonnevlekken; het magnetisch veld is aan de basis van de corona van de orde van 50 Gauss en is iets van de orde van 5 Gauss in de hogere coronadelen. In deze activiteitsgebieden treden de *zonnevlammen*

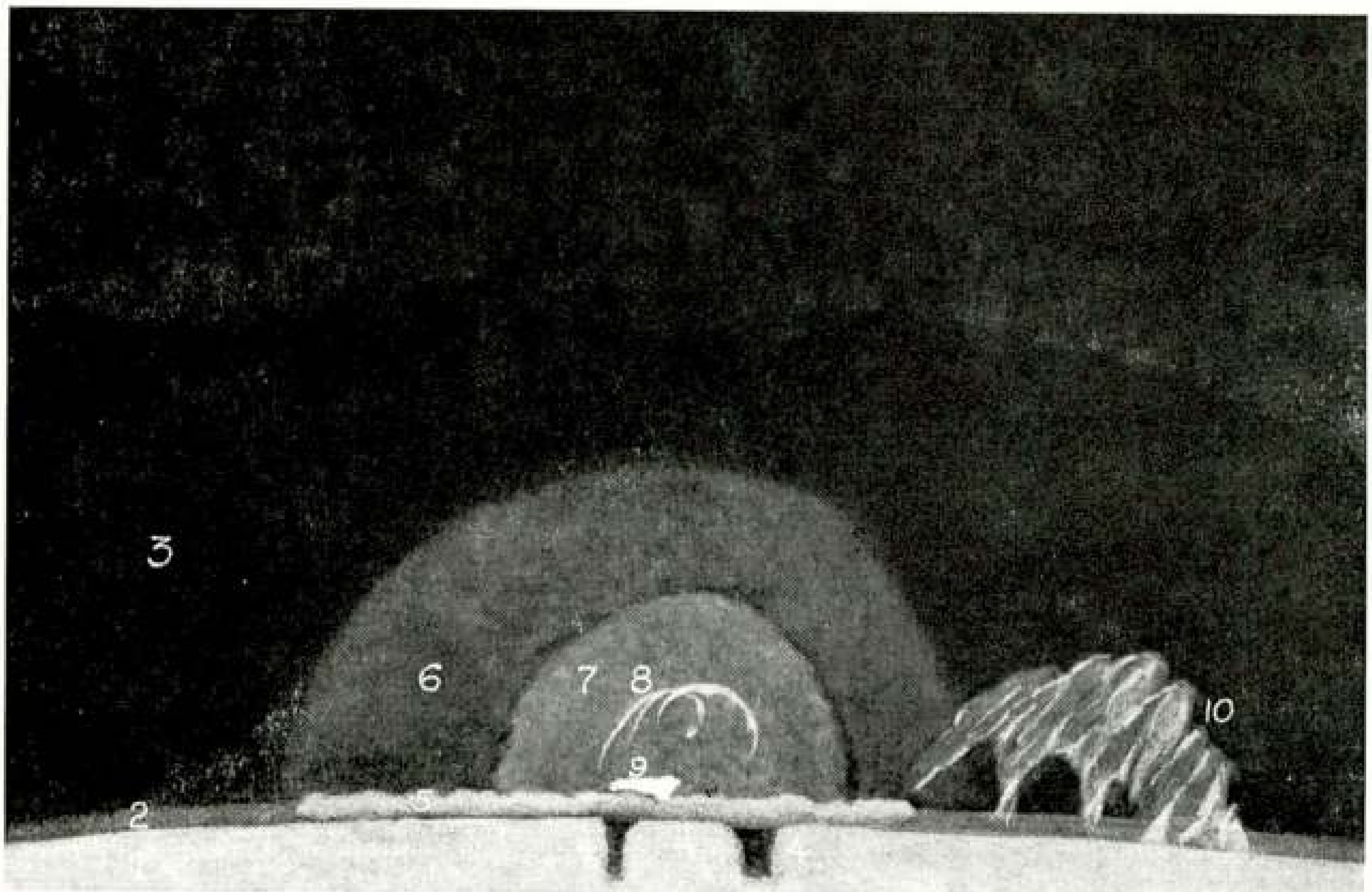


Fig. 3

Gestileerde schets van een activiteitsgebied, gezien aan de zonsrand. Men ziet allereerst de rustige zon (1), waarboven de chromosfeer (2), ongeveer 6000 km dik, temperatuur 10.000 °K; daarboven de corona (3), ongeveer 10^6 °K heet en zeer ijl (10^8 deeltjes per cm^3).
Het activiteitsgebied strekt zich uit om de zonnevlekken (4), beperkte gebieden met een sterk magnetisch veld: daaromheen in de chromosfeer het fakkelveld (5), iets heter dan de normale chromosfeer en daarboven het coronale activiteitsgebied (6) waar de dichtheid tienmaal groter is dan in de ongestoorde corona. In een kortlevende verdichting, de sporadische coronacondensatie (7) treden de eveneens kortlevende vlekprotuberansen (8) op en de zonnevlammen (9). Aan de rand van het activiteitsgebied de langlevende (maanden!) rustige protuberansen (10)

op, meestal vlak bij of tussen de zonnevlekken. Het zijn kortlevende felle lichtpuntjes op het zonne-oppervlak, slechts waarneembaar in het licht van bepaalde spectraallijnen: ze zenden een emissiespectrum uit. Een zonnevlam is een plotselinge, bijna momentane, *verdichting* van het coronagas; plaatselijk wordt de dichtheid 1000 tot 10.000 maal groter en dit schijnt in enkele

minuten tijds te gebeuren. De preciese oorzaak van een zonnevlam, waarschijnlijk te begrijpen als het gevolg van een magnetische instabiliteit van het zonneplasma, is nog niet bekend.

Het (geïdealiseerde) radiospectrum zoals dat uitgezonden *kan* worden tijdens en na een grote zonnevlam (maar er zijn grote verschillen van de ene vlam naar de andere en een volledig ontwikkeld radiospectrum wordt maar zelden waargenomen!) wordt getoond in fig. 4. Opvallend zijn bijvoorbeeld de radiostoten van het type III en van het type II. Deze stoten hebben als kenmerk dat het zwaartepunt van de emissie zich met de tijd van korte naar lange golflengten verplaatst. Gebruikmakend

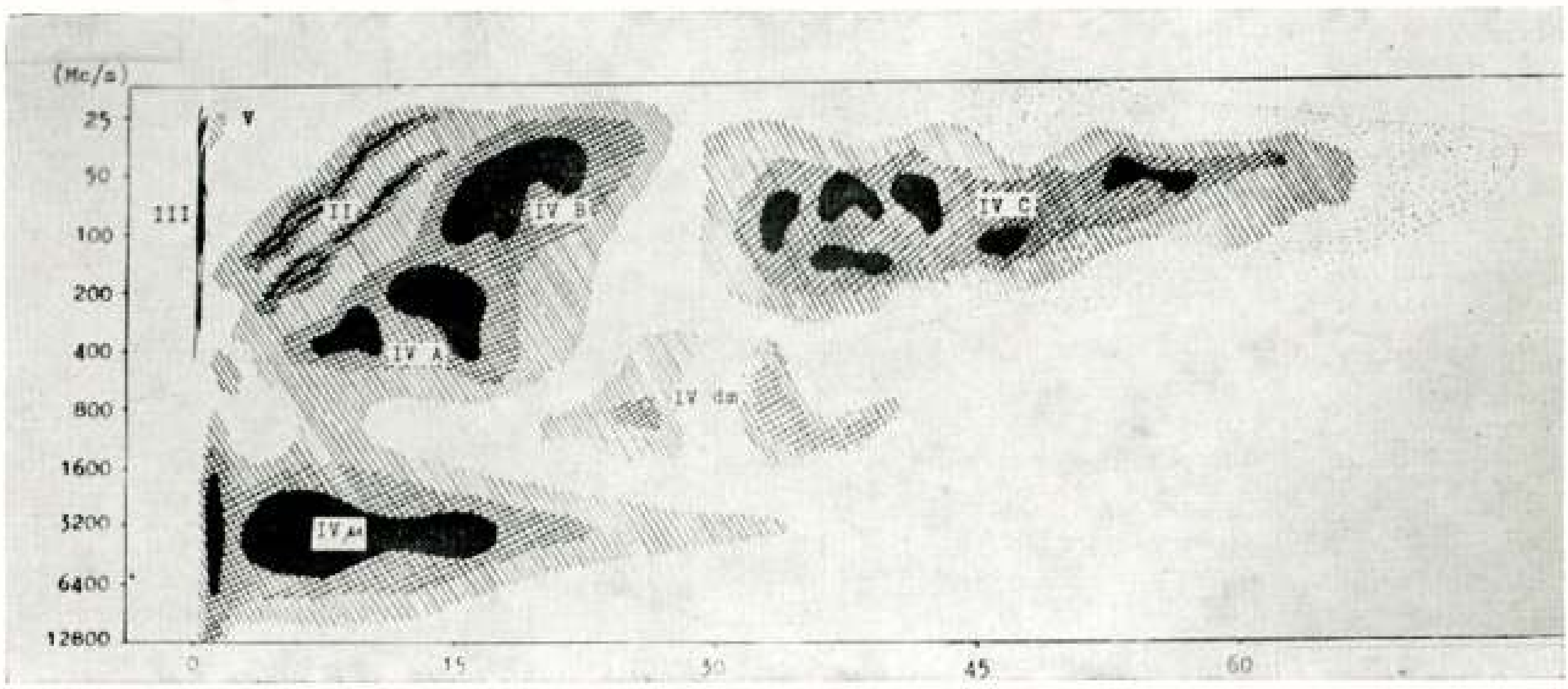


Fig. 4

Klassifikatie van radiospektra van de zon, samenhangend met zonnevlammen. De abscis geeft de tijd (minuten); de ordinaat de frequentie (MHz). De intensiteit van de radiostraling is door de mate van arcering aangegeven. De radiostoten van het type II en III hangen samen met de beweging van een exciterend medium door de zonnecorona, van geringe naar grotere hoogten. De stoten van het type IV en V worden veroorzaakt, hetzij door de remming van snelle electronen (type IV μ), of door synchrotronstraling van snelle electronen in een magnetisch veld (schets naar A. D. Fokker, Utrecht)

van onze kennis van de absorptiecoëfficient van het coronagas staat deze waarneming ons onmiddellijk toe te concluderen, dat zich kennelijk een excitatiebron door de corona omhoog moet bewegen. De snelheid, waarmee deze bron omhoog schiet, is zeer groot in het geval van de type III stoten (ongeveer 150.000 km/sec) en is kleiner bij de type II stoten (ongeveer 1500 km/sec). Verder zijn belangrijk de radiostoten van het type IV, die weer onderscheiden worden in IV-cm, IV-dm en IV-m stoten. De type IV stoten hebben een continu spectrum en worden waarschijnlijk veroorzaakt door de in een magnetisch veld spirale-

rende beweging van zeer energierijke deeltjes in het activiteitsgebied. Het is mogelijk dat deze deeltjes er niet in slagen uit het activiteitsgebied te ontsnappen, vastgehouden als ze worden door het daar heersende magnetische veld ; dit zou dan de vrij lange levensduur (tientallen minuten) van de type IV m stoten verklaren.

Zoals hierboven reeds gezegd, moet zich nl. in de corona een magnetisch veld bevinden, maar directe metingen van dit veld zijn tot dusver niet mogelijk gebleken. Het is hierom, dat men slechts gissen kan naar de structuur van dit coronale magnetische veld en de hierboven genoemde opvatting, dat de radiostoten van het type IV veroorzaakt worden door synchrotronstraling in het coronale magnetische veld zal dan ook slechts bevestigd kunnen worden, wanneer men met behulp van een radio-antenne met een zeer groot oplossend vermogen er in slagen zou de structuur van de activiteitsgebieden op de zon te meten tijdens het daarop voorkomen van een type IV continuum stoot. Men zal moeten trachten de ontwikkeling van vorm en positie van een dergelijke bron te onderzoeken gedurende de eerste tientallen minuten na het ontstaan van een zonnevlam. Zou dit lukken dan zal men stellig op uiterst verrassende resultaten stoten, vooral als men nog bedenkt, dat het de type IV radiobronnen zijn, die ook verantwoordelijk zijn voor de deeltjesstromen die met matige snelheid (2000 km/sec) tot zeer grote snelheid (300.000 km/sec; de kosmische stralingsstoten van de zon; 10^9-10^{10} ev) de aarde bereiken na het optreden van een heldere zonnevlam. Om het vraagstuk van de ongelofelijke versnelling van deze deeltjes op te kunnen lossen, is het nodig gedetailleerde gegevens te hebben over de structuur van de bronnen van deze deeltjes, en de preciese plaats daarvan op de zonneschijf te kennen. Nauwkeurige interferometrie met behulp van een zeer grote radiotelescoop, het liefst zowel op cm, dm en m-golven, is wel een allereerste vereiste. Men zou willen weten, waar de bron ligt voor de grote waargenomen versnellingen. Is het vlak bij de zonnevlekken of is het hoog in de corona in een magnetisch geïsoleerd gebied? Of zijn verschillende gebieden gelijktijdig verantwoordelijk? Bevinden zich misschien de te versnellen deeltjes in een gordel om de zonnevlekken zoals ook de aarde haar Van Allen gordels heeft? Het antwoord op deze vragen, die van fundamenteel belang zijn voor het begrijpen van de processen in het zonneplasma, kan slechts gegeven worden door een interferometrie met een dusdanig oplossend

vermogen, dat men in staat is niet alleen een activiteitsgebied gedetailleerd in kaart te brengen, maar ook de ontwikkeling daarvan snel in de tijd te volgen. Men zal hierbij wel moeten streven naar een scheidend vermogen kleiner dan 1′. Waarnemende op metergolven betekent dit, dat de interferometer zowel in NZ als in OW-richting een lengte zou moeten hebben van ongeveer 3 km.

3. **Het radiobeeld van de Melkweg**

De isofoten van de melkweg waargenomen op radiogolflengten vertonen een zekere gelijkenis met het visuele beeld. Ook in de radiogolven is de Melkweg een band, die zich langs een grote cirkel langs de hemel aftekent. Men zie figuur 5, waarin allereerst het beeld van de Melkweg op 480 MHz gegeven wordt, zoals waargenomen in 1948 door Reber en daarnaast een afbeelding van een deel der Melkweg, verkregen in 1960 door Seeger, Stumpers en van Hurk te Dwingeloo op 400 MHz. Het blijkt, dat op dm-golven de radiostraling van de Melkweg in hoofdzaak thermische straling is, veroorzaakt door geïoniseerd waterstofgas. Bovendien komen in het vlak van de Melkweg sterke puntbronnen voor met een gemiddelde diameter van 1°. Deze bronnen van radiostraling worden veroorzaakt door de zgn. H^+ gebieden; gebieden van geïoniseerd waterstofgas met een temperatuur van ongeveer 10.000°. De afstand van de helderste dezer radiopuntbronnen is kleiner dan 4000 lichtjaren. Het zijn dus echt galactische objecten. Enkele van de bekendste radiopuntbronnen zijn bijv. de bron Cassiopeia *A*, waarvan men na lang zoeken heeft gevonden, dat hij veroorzaakt wordt door een bolvormige gasschil, die expandeert met snelheid groter dan 1000 km/sec. Ook de radiobron Taurus *A* wordt veroorzaakt door een expanderende gasnevel: de Krabnevel. Deze is van ons verwijderd op een afstand van 4000 lichtjaren. De nevel dankt zijn ontstaan aan een explosie van een ster, die op aarde waargenomen werd op 4 juli 1054. De straling is in hoofdzaak synchrotronstraling, veroorzaakt door zeer energierijke elektronen, die zich in een magnetisch veld spiralerend voortbewegen.

Is op cm-golven de straling van de Melkwegachtergrond nog geheel van thermische oorsprong, op dm- en metergolven is het beeld anders. Op een golflengte van 15 meter is de stralingstemperatuur van de Melkweg 200.000°. Het is onmogelijk deze

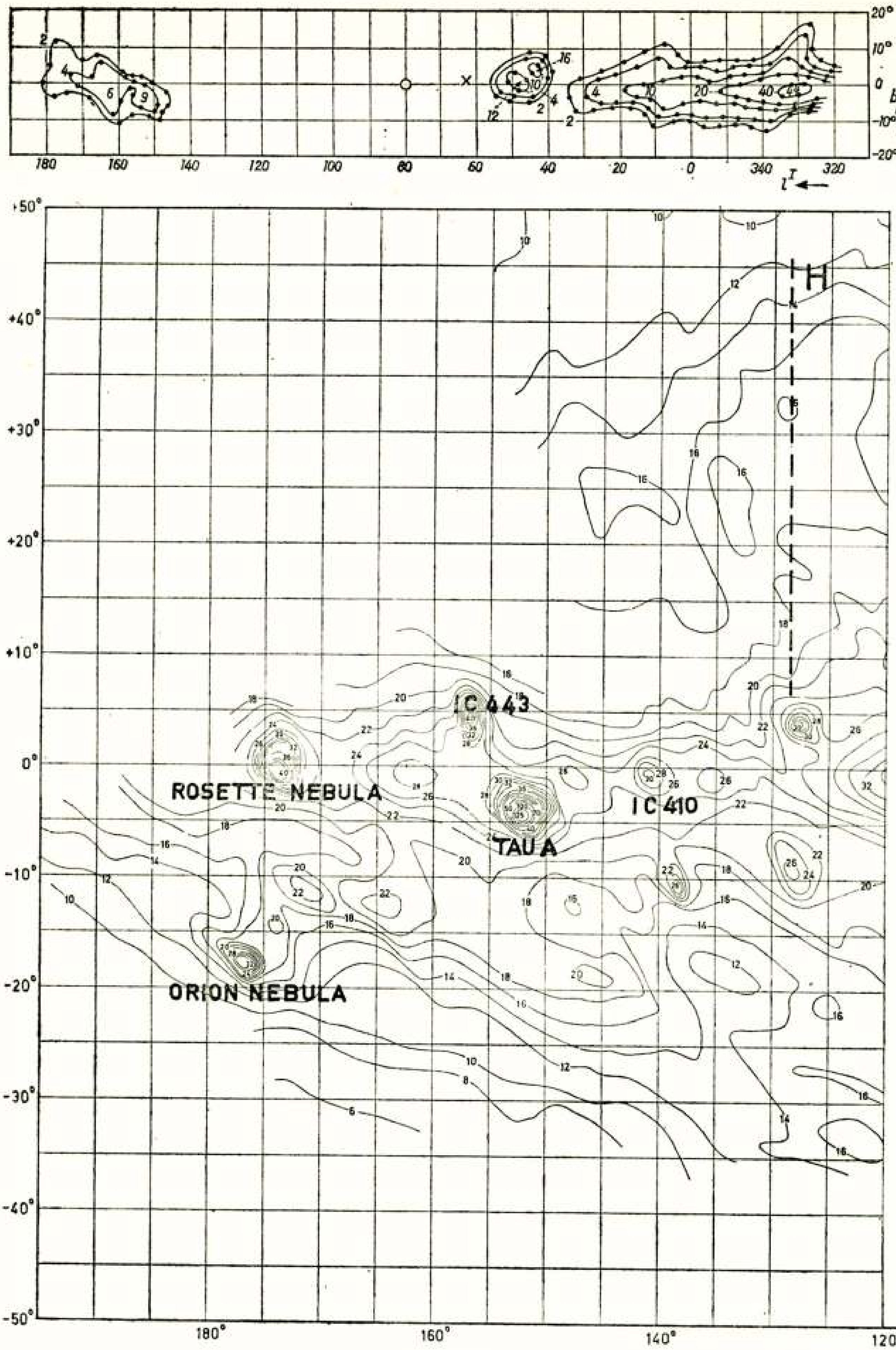


Fig. 5

Vooruitgang in een tiental jaren. De bovenste afbeelding toont de isofoten van de melkweg op 480 MHz, in 1948 gemeten door Reber in Amerika. De onderste afbeelding toont het linkerdeel van de bovenstaande (galactische lengten > 120°), waargenomen door Seeger, Stumpers en Van Hurk te Dwingeloo op 400 MHz. De isofoten van de radiomelkweg stemmen behoorlijk overeen met de optische isofoten, maar tonen bovendien de puntbronnen, waarvan er in de onderste afbeelding een aantal duidelijk naar voren komen

hoge waarde als thermische straling te verklaren, temeer waar de intensiteit toeneemt met toenemende golflengte, wat ook al in strijd is met de stralingswetten. Een aannemelijke verklaring lijkt dan ook, dat de straling op dm- en vooral op metergolven veroorzaakt wordt door synchrotronstraling in het magnetisch veld van de Melkweg. Een aanwijzing hiervoor is gevonden door de recente ontdekking, dat de straling op een golflengte van 75 cm gepolariseerd is. Deze ontdekking, gedaan te Dwingeloo door Van de Hulst, Muller en Westerhout, zal van groot belang blijken voor de interpretatie van het beeld van de Melkweg.

Radiometingen hebben bovendien het bestaan van de *Melk-*

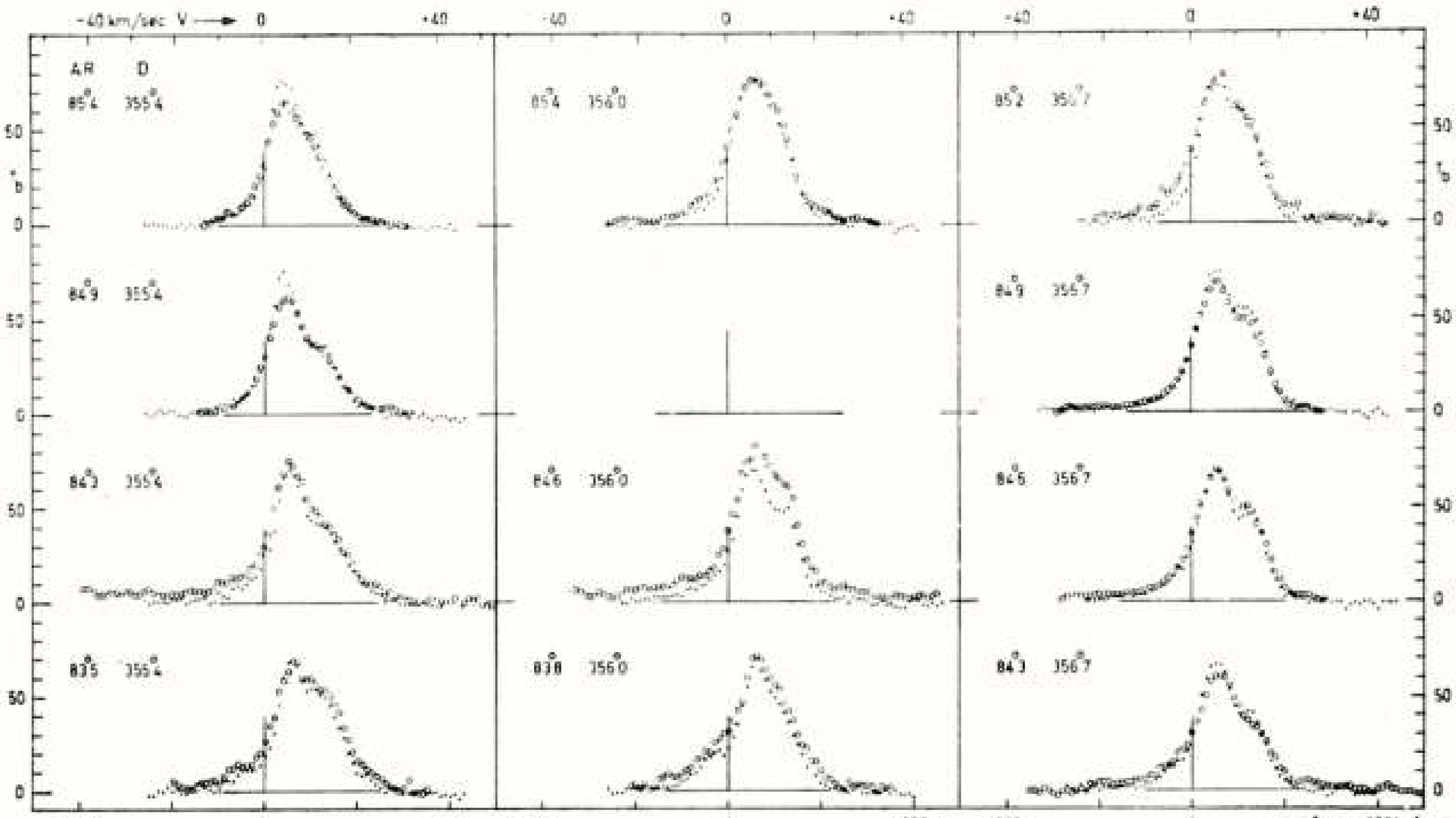


Fig. 6

21 cm Lijnprofielen in het Orion complex, gemeten door H. van Woerden met de grote radiotelescoop te Dwingeloo. (H. van Woerden: de neutrale waterstof in Orion; proefschrift, Groningen, 1962).

weg-halo aangetoond, waarvan het bestaan voor het eerst vermoed werd door Sjklovski in 1952. Het bleek namelijk, dat zelfs in de buurt van de polen van de Melkweg een aanzienlijke radiostraling ontvangen werd, terwijl optisch geen aanwijsbare bron voor straling te vinden was. De optische Melkweg heeft een sterk afgeplatte structuur. Om de vrij hoge stralingstemperatuur aan de polen te verklaren, heeft men moeten aannemen, dat de Melkweg omgeven is door een vrijwel bolvormige wolk van een uiterst ijl gas dat uit zeer snelle deeltjes bestaat. De wolk moet een diameter hebben van ruim 100.000 lichtjaren en is concentrisch met het melkwegstelsel.

4. De 21 cm-lijn

De mogelijkheden tot exploratie van de Melkweg werden belangrijk vergroot toen in 1950 de 21 cm-lijn van het neutrale waterstof werd ontdekt, nadat de aanwezigheid van deze lijn

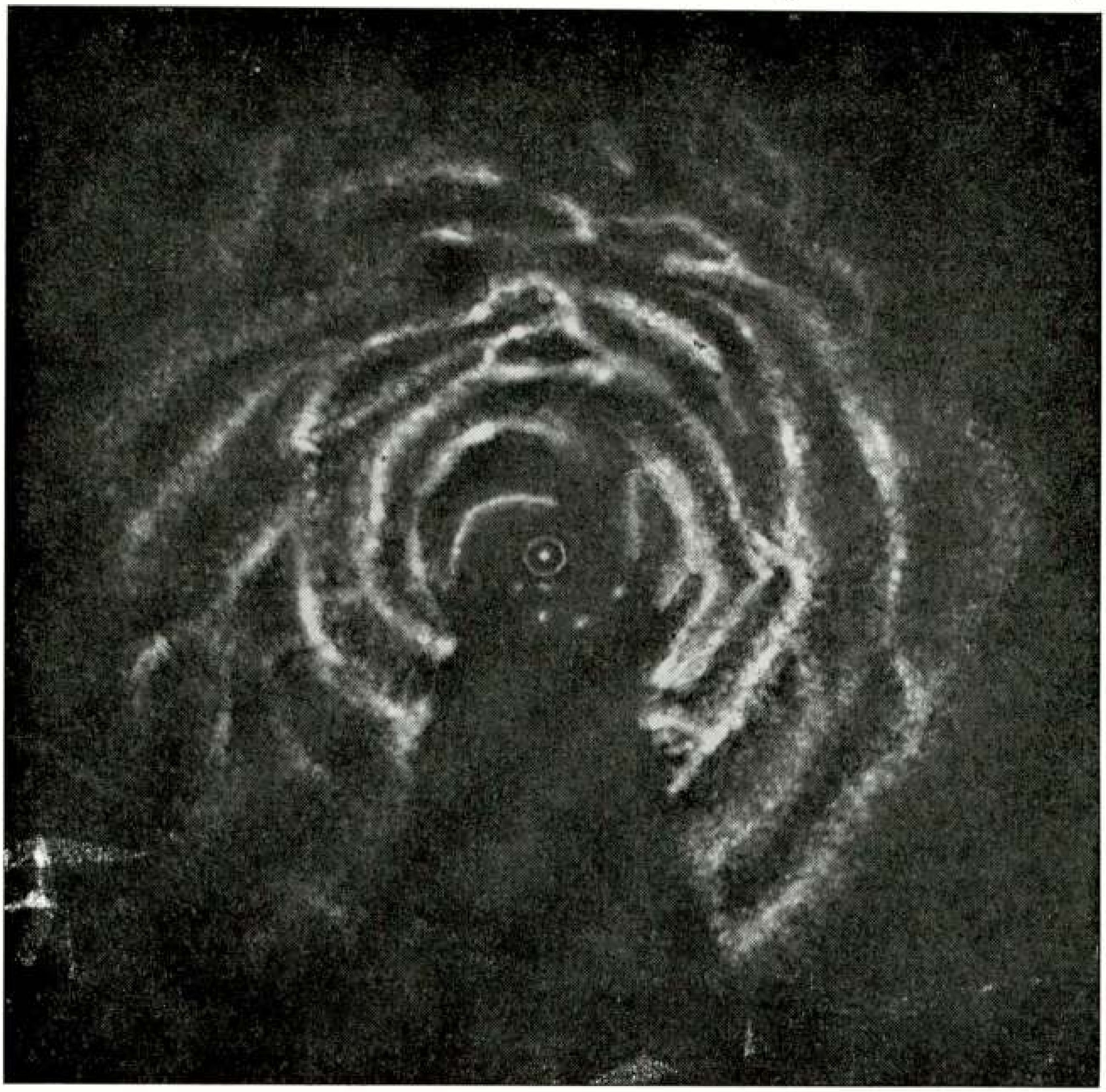


Fig. 7

Het melkwegstelsel van boven gezien! De afbeelding toont de posities van de wolken neutraal waterstofgas in het melkwegstelsel, zoals afgeleid uit waarnemingen van de 21 cm lijn in Nederland (rechterdeel van de tekening) en Australië (linkerdeel). De positie van de zon (27.000 lichtjaren van het centrum verwijderd) is aangegeven door een klein cirkeltje boven in de figuur; het centrum door een grotere cirkel in het midden

in 1944 theoretisch voorspeld was door Van de Hulst. De 21 cm-lijn is de enige spectraallijn, die in de radiosterrenkunde bekend is en wordt veroorzaakt door een verboden overgang in het neutrale waterstofatoom. Daar het neutrale waterstofgas van de Melkweg een vrij lage temperatuur heeft, is de lijn smal,

maar ze wordt verbreed door turbulente bewegingen of door de eigenbeweging van het gas als gevolg van stromingen of van de rotatie van de Melkweg. Hierdoor hebben wij een belangrijk middel in handen om de dynamica van de Melkweg en daarmee zijn structuur te onderzoeken tot op afstanden ver buiten het gebied, waar dit optisch tot dusverre mogelijk was. Figuur 7 toont de structuur van de wolken neutraal waterstof-

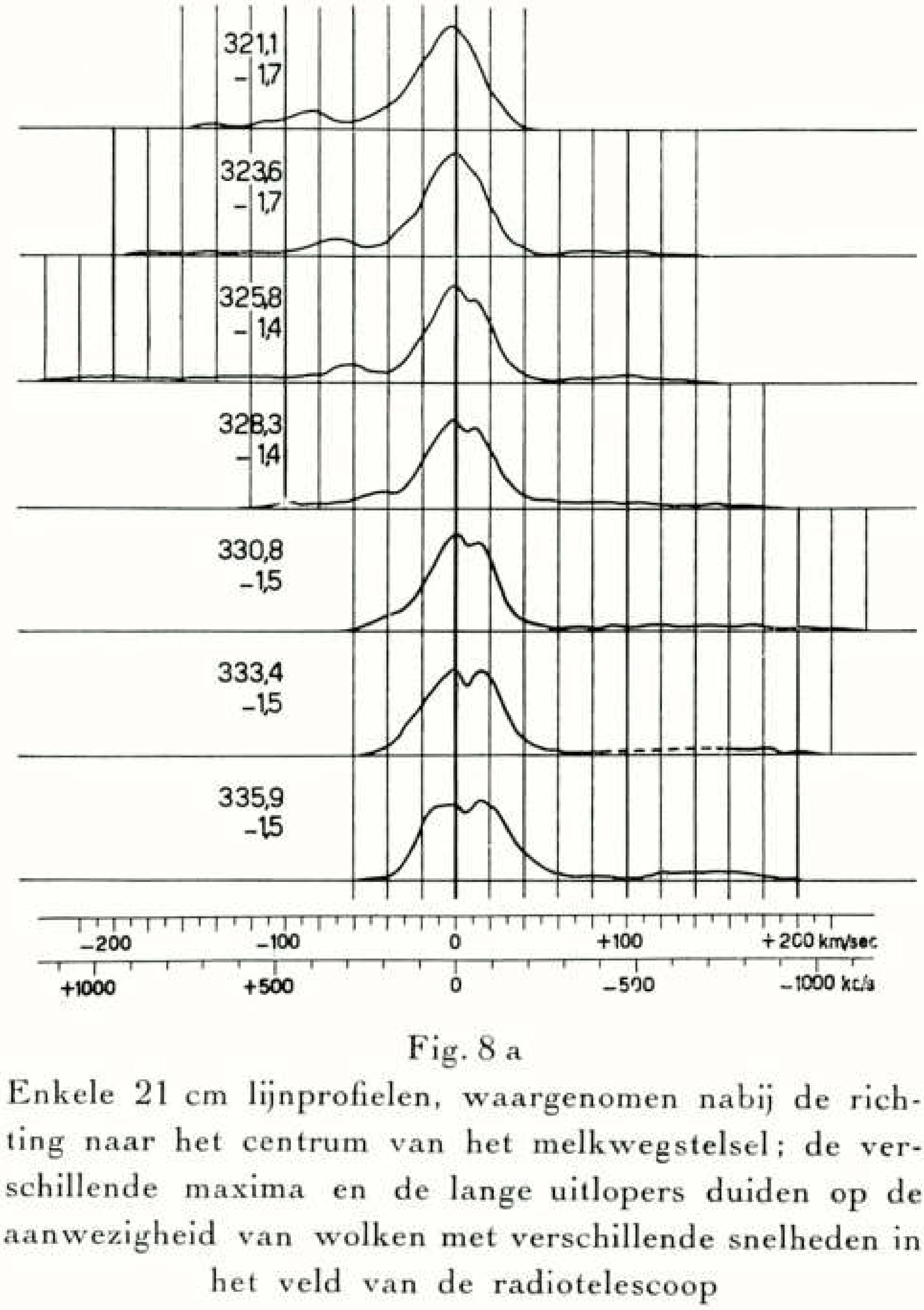


Fig. 8 a

Enkele 21 cm lijnprofielen, waargenomen nabij de richting naar het centrum van het melkwegstelsel; de verschillende maxima en de lange uitlopers duiden op de aanwezigheid van wolken met verschillende snelheden in het veld van de radiotelescoop

gas in de Melkweg. Hieruit blijkt, dat het grootste gedeelte van het vlak van de Melkweg thans is onderzocht tot op afstanden ver voorbij het melkwegcentrum. Hoe groot de vooruitgang is, vergeleken met tien jaar geleden, zal duidelijk zijn voor wie bedenkt, dat toen nog maar een gebiedje geëxploreerd was met een straal, ongeveer gelijk aan een vierde van de afstand van de zon tot het centrum van het melkwegstelsel. Eén

van de meest fascinerende gebieden is het centrum van het melkwegstelsel. Onderzoekingen, gedeeltelijk in Australië en in hoofdzaak te Dwingeloo uitgevoerd, hebben laten zien, dat zich om het centrum van het melkwegstelsel een snel roterende

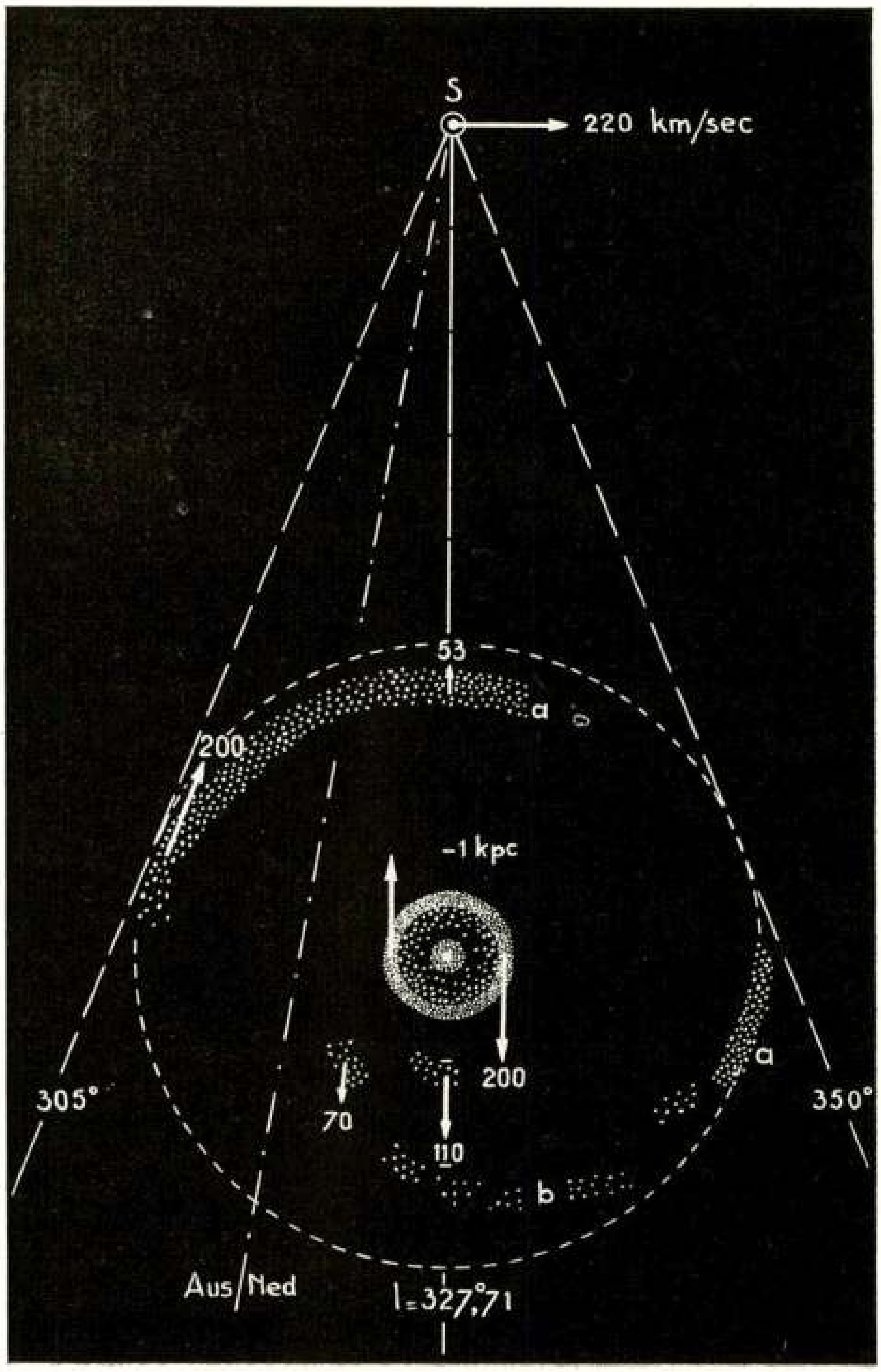


Fig. 8 b
De interpretatie van deze en dergelijke waarnemingen levert o.m. een beeld over de struktuur van het binnenste deel van het melkwegstelsel (zie de tekst)

platte schijf bevindt met een diameter van 1 kiloparsec (3000 lichtjaren) en een rotatiesnelheid van ongeveer 200 km/sec. Daarbuiten bevindt zich gas, dat zich vrij snel naar buiten verplaatst. De verklaring van dit dynamisch ongemeen belangrijke

verschijnsel moet nog komen. Het is duidelijk, dat het gas, dat zich zo snel uit het centrum van het melkwegstelsel naar buiten beweegt, ergens vandaan moet komen; m.a.w. er moet een bron zijn, die het gasverlies aanvult. Welke is deze bron?

5. De extragalactische radio-puntbronnen

Behalve de enkele tientallen heldere puntbronnen in het vlak van de Melkweg, reeds genoemd in een vorig hoofdstukje, kent men een zeer groot aantal (enkele duizenden) zwakkere radio-puntbronnen, die vrij gelijkmatig over de hemel verdeeld zijn. Dit duidt er op, dat ze niet met het melkwegstelsel samenhangen en dus kennelijk van extragalactische oorsprong zijn. De helderste van deze niet-galactische puntbronnen zijn geïdentificeerd als extragalactische sterrenstelsels; dit zijn dus stelsels, die wat grootte en structuur betreft, geheel en al te vergelijken zijn met ons eigen melkwegstelsel, maar daarvandaan verwijderd zijn op afstanden van vele miljoenen tot enkele miljarden lichtjaren. Het lijkt dan ook aannemelijk, dat de zwakkere radiopuntbronnen, die nog niet konden worden geïdentificeerd, evenzo niet anders zijn dan verwijderde extragalactische sterrenstelsels.

Een opmerkelijke ontdekking, door M. Ryle gedaan aan de Radiosterrenwacht te Cambridge, is dat de aantallen zwakke radiopuntbronnen groter zijn dan men zou verwachten op grond van het waargenomen aantal heldere puntbronnen. Als men eenvoudigheidshalve aanneemt, dat alle radiopuntbronnen even helder zijn of, iets verfijnder, aan eenzelfde distributiefunctie der helderheden voldoen, en indien men bovendien aanneemt, dat het heelal uniform gevuld is met dergelijke radiopuntbronnen komt men tot de voorspelling van een verdelingsfunctie van de puntbronnen als functie van hun radio-intensiteit.

Het blijkt nu, dat het aantal zwakke radiopuntbronnen aanzienlijk groter is dan men op grond van de hierboven genoemde onderstellingen zou kunnen verwachten. Nu zijn de zwakke puntbronnen diegene, die het verst van ons verwijderd zijn. Het licht, dat van deze hemellichamen wordt ontvangen, is reeds enkele miljarden jaren geleden uitgestraald. Deze stelsels bevinden zich dus in een vroeger stadium van hun ontwikkeling.

We moeten voor de meer nabije extragalactische stelsels aannemen, dat één op de zestigduizend een zeer sterke radiostraler is en daardoor een radiopuntbron kan worden; voor de

verste (en dus jongere) stelsels zouden we moeten aannemen, dat één op tachtig stelsels een sterke straler is. Het verschil is dus aanzienlijk. Een nadere oplossing van dit probleem zal kunnen komen door het in gebruik nemen van zeer grote radiotelescopen, die in staat zullen zijn nog dieper in het heelal door te dringen dan met de huidige telescopen reeds mogelijk is.

Wel zeer duidelijk krijgt men hier het gevoel, dat we op de drempel staan van een van de meest enerverende hoofdstukken uit de geschiedenis der natuurwetenschap: een vergroting van onze radiotelescopen zal het mogelijk maken door te dringen tot in de beginperiode van de ontwikkelingsgeschiedenis van het heelal.

Het is een bekend feit, dat het heelal niet opgevat mag worden als een euclidisch heelal. De relativiteitstheorie leert, dat de ruimte gekromd is en dat bovendien waarschijnlijk het heelal in expansie is. Of dit een doorgaande expansie is, dan wel een onderdeel van een pulserende beweging valt op dit ogenblik nog niet te zeggen. Een beslissing hangt in sterke mate af van de aanwezige hoeveelheid materie in het heelal, waarover men nog geen duidelijk inzicht heeft. Wel zal het mogelijk zijn met behulp van een nieuwe radio-interferometer zoals de grote Benelux-kruisantenne verdere gegevens te verzamelen over de structuur van ons heelal.

In een euclidisch heelal zal de schijnbare diameter van een object, bijv. een extragalactische radiopuntbron, kleiner worden naar mate dit object zich op een grotere afstand van ons verwijderd bevindt. Dit is niet meer het geval in een gekromd heelal. Daarin zal de diameter aanvankelijk afnemen met toenemende afstand, maar daarna weer gaan toenemen. Berekekeningen door Professor Oort uit Leiden gemaakt hebben laten zien, dat in een bepaald model van een elliptisch pulserend heelal de schijnbare diameters van de extragalactische puntbronnen door een minimum gaan van ongeveer 0,'5 en daarna weer toenemen voor de verst van ons verwijderde puntbronnen. In een hyperbolisch heelal is dit niet het geval. Het moge op het eerste gezicht verwonderlijk schijnen, dat in een bepaald heelalmodel de schijnbare diameter van een object toeneemt met toenemende afstand, maar dit verschijnsel is direct begrijpelijk voor wie zich in gedachten naar het driedimensionale geval verplaatst: men stelle zich een waarnemer op een bol voor en een object, dat zich van deze waarnemer verwijdert, waarbij de lichtstralen volgens grote cirkels van het object naar de waarnemer gaan.

Eén van de mogelijkheden, die de grote Benelux-radiokruisantenne ons zal bieden, zal zijn de bevestiging of de ontkenning van ons huidige beeld van het heelal.

Radiotechnische mogelijkheden van antennes voor de radioastronomie

door C. A. Muller *)

1. Inleiding

In de radiosterrenkunde wordt de antenne, gewoonlijk radiotelescoop genaamd, in de meeste gevallen gebruikt voor het waarnemen van helderheidsverdelingen aan de hemel op korte radiogolflengtes tussen 4 mm en 10 meter golflengte. Meestal verandert de waar te nemen helderheidsverdeling met de tijd niet of slechts langzaam. Dit is het geval bij de straling afkomstig van het melkwegstelsel of van extra-galactische objecten, hoewel aan de langgolvige kant van het spectrum de ionosfeer variaties in de waargenomen stralingsintensiteit (en de polarisatiehoek, indien de straling lineair gepolariseerd is) kan veroorzaken. In sommige gevallen echter treden snelle wisselingen op in de helderheid, wat het geval is bij de radiostraling van de zon en van de planeet Jupiter.

De belangrijkste eigenschappen van een radiotelescoop zijn: scheidend vermogen, gevoeligheid en het zijlusniveau. Het scheidend vermogen, dat bepaald wordt door de bundelbreedte, is voor een radiotelescoop steeds veel slechter dan voor optische kijkers door de veel grotere golflengte van de radiostraling. De ontwikkeling van antennesystemen met een groot scheidend vermogen vormt dan ook een van de belangrijkste aspecten van de technische ontwikkeling in de radiosterrenkunde. Dit artikel zal zich voornamelijk met dit aspect bezighouden. Het zal blijken, dat deze ontwikkeling in vele gevallen ten koste gaat van de gevoeligheid van de radiotelescoop, zodat vaak een compromis nodig is tussen de gewenste gevoeligheid en het gewenste scheidend vermogen, wil men het instrument wat omvang en kosten betreft kunnen realiseren. De gevoeligheid van de radiotelescoop geeft hierbij het verband tussen de fluxdichtheid S van een puntbron of de helderheidstemperatuur van een verspreide bron (groot ten opzichte van de bundelbreedte) T_b en de antennetemperatuur T_a.

*) Radiosterrenwacht, Dwingeloo.

Bij waarneming van puntbronnen wordt de gevoeligheid bepaald door het effectieve antenneoppervlak A_{eff}, bij waarneming van een verspreide bron is de antennetemperatuur echter onafhankelijk van de grootte van het antenneoppervlak A_{eff} en steeds kleiner dan, of bij een ideale antenne gelijk aan, de helderheidstemperatuur T_b. De verhouding van antennetemperatuur en helderheidstemperatuur wordt bepaald door de fractie van de energie welke bij gebruik van de antenne als zendantenne in de verre zijlussen wordt uitgezonden en dus niet op de bron is gericht.

In vele gevallen is het gedrag van de antenne vrijwel los van de gebruikte ontvanger te beschouwen, in sommige gevallen echter (bij samengestelde antennesystemen) is dit niet zonder meer mogelijk omdat het resulterende antennepatroon pas ontstaat na bewerking van de informatie afkomstig van de aparte antenne-elementen in de ontvanger of in een elektronische rekenmachine.

2. De spiegeltelescoop

De meest gebruikte radiotelescoop is een volledig beweegbare parabolische spiegel met een kleine antenne in het brandpunt, en gekarakteriseerd door diameter, brandpuntsafstand richtnauwkeurigheid en de kortste golflengte waarop de spiegel kan worden gebruikt, welke wordt bepaald door de grootte van de afwijkingen van het oppervlak ten opzichte van een ideaal parabolisch oppervlak. De bundelbreedte wordt bij benadering gegeven door

$$\varphi = 1{,}2 - 1{,}5\ \lambda/D \tag{1}$$

terwijl het effectieve oppervlak ongeveer 0,50–0,60 maal het oppervlak van de apertuur A is. Afhankelijk van de belichting door de voedingsantenne is de antennetemperatuur bij waarneming van een verspreide bron $0{,}7 - 0{,}9\ T_b$. De antenneversterking wordt gegeven door

$$G = 4\pi A_{eff}/\lambda^2 \tag{2}$$

De onderstaande tabel geeft een overzicht van enkele volledig beweegbare spiegeltelescopen.

Dwingeloo (Ned.)	$D=$ 25 meter	$\lambda_{min} =$ 10 cm	$\varphi = 0{,}3°$
Jodrell Bank (Gr. Br.)	76	20	0,2
Parkes (Australië)	65	10	0,11
Greenbank (U.S.A.)	25	4	0,09
Moskou (U.S.S.R.)	22	8 mm	0,03

in aanbouw:

Sugar Grove (U.S.A.)[1])	180 meter	20 cm	0,08
Greenbank (U.S.A.)	43	3	0,05

Hieruit blijkt, dat behalve op zeer korte golflengtes, geen bundelbreedtes kleiner dan ongeveer 0,1° worden bereikt, wat voor astronomische doeleinden eigenlijk nog onvoldoende is, ondanks de knappe prestatie die de bouw van dergelijke grote en nauwkeurige instrumenten betekent. De optredende vervormingen door eigengewichtskrachten beperken bij volledig beweegbare telescopen de diameter, tenzij zoals in de 180 meter radiotelescoop de bedoeling is, het gehele reflectoroppervlak door servosturing in de juiste vorm wordt gehouden. Het lijkt echter, gezien de zeer hoge kosten, niet waarschijnlijk, dat nog veel grotere instrumenten zullen worden gebouwd dan dit reusachtige instrument en het is dan ook nodig naar andere wegen te zoeken om toch een groter scheidend vermogen te bereiken.

De eerste mogelijkheid is het gebruik van beperkt beweegbare instrumenten, waarvan verschillende typen bestaan of in aanbouw zijn. Het zijn alle meridiaantelescopen, waarbij dankzij de draaiing van de aarde een deel van de hemel kan worden gemeten. Het eerste type maakt gebruik van een vast opgestelde reflector, welke in de grond is uitgegraven en van een reflecterend oppervlak is voorzien. Er wordt een beweegbare voedingsantenne gebruikt, waarmee een beperkte instelbaarheid wordt verkregen. Een voorbeeld is de parabolische cilinder (120 × 180 meter) te Danville (Illinois) welke op 600 MHz een bundelbreedte van 0,3° heeft. In aanbouw is een vaste sferische reflector van 300 meter in Portorico, welke tot 20 cm bruikbaar zal zijn.

De tweede mogelijkheid vormen lange antennesystemen, waarmee slechts in één dimensie een grote afmeting kan worden bereikt en dus een kleine bundelbreedte. Het meest recente voorbeeld is door de *Kraus* [1] voorgestelde oplossing, waarbij een vast opgestelde parabolische reflector met een lengte van 110

[1]) Dit instrument zal niet worden voltooid.

meter en 20 meter hoog wordt gebruikt met ervoor geplaatst een lange om een horizontale as draaibare vlakke reflector welke de straling van de hemel naar de vaste reflector kaatst, fig. 1. Ook in Frankrijk is te Nancay een dergelijk instrument in aanbouw en al gedeeltelijk in gebruik.

3. Interferometerantennes

Al vroeg vormde het scheiden van puntbronnen van de verspreide onregelmatig verdeelde achtergrondstraling een belangrijk probleem in de radiosterrenkunde, omdat dit door de grote bundelbreedte van de toen gebruikte radiotelescopen met één telescoop onmogelijk was. De toepassing van een interferometer

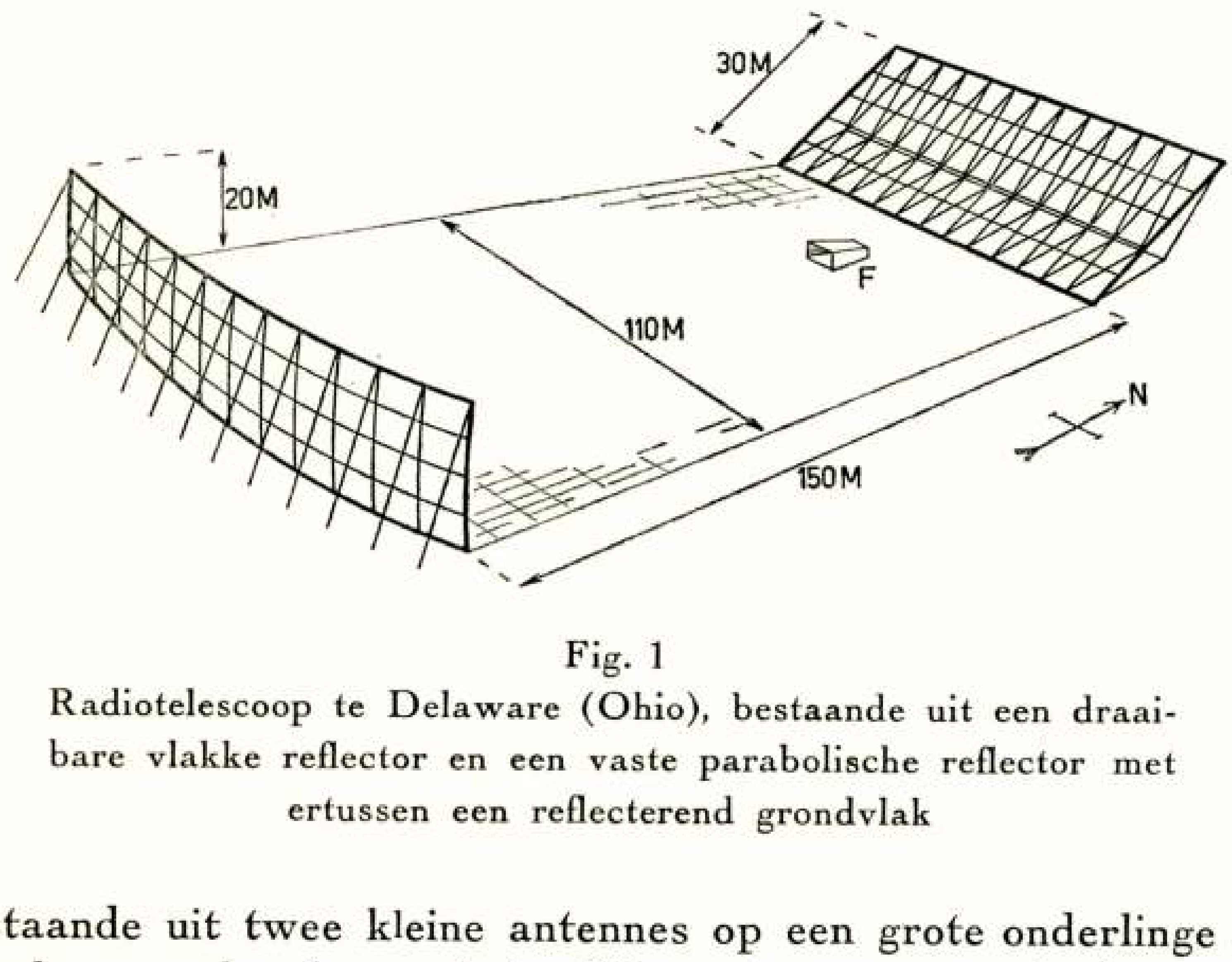


Fig. 1
Radiotelescoop te Delaware (Ohio), bestaande uit een draaibare vlakke reflector en een vaste parabolische reflector met ertussen een reflecterend grondvlak

bestaande uit twee kleine antennes op een grote onderlinge afstand en verbonden met dezelfde ontvanger vormde de eerste oplossing voor dit probleem. De interferentie tussen de beide ontvangen signalen door het weglengteverschil leidt tot een opsplitsing van het antennepatroon in een groot aantal smalle lussen met een hoekafstand gegeven door

$$\varphi' = \lambda/D \tag{3}$$

waarin D nu de afstand der beide antennes is. Ook de breedte van deze lussen wordt met goede benadering door (3) gegeven. Is de afmeting van de bron veel kleiner dan de lusafstand, dan zal, wanneer de bron het antennepatroon doorloopt, het volle-

dige interferentiepatroon in de registratie optreden, terwijl dit voor een bron van grote afmetingen niet het geval zal zijn door de optredende „versmering."

Het is duidelijk dat uit de meting van de amplitudes van het interferentiepatroon als functie van de afstand D de afmeting van de bron is te bepalen. Zelfs is hieruit de helderheidsverdeling in één dimensie af te leiden, daar het verloop van de genormeerde complexe amplitude, de „zichtbaarheid", als functie van D het fourierspectrum vormt van de ééndimensionale helderheidsverdeling over de bron. Meet men de complexe amplitudes als functie van D in twee dimensies, dan is hieruit ook de tweedimensionale helderheidsverdeling af te leiden, zoals door *Bracewell* is aangegeven [2]. Heeft de bron een beperkte afmeting φ_s, dan blijkt het voldoende de meetpunten slechts op onderlinge afstand

$$D = \lambda/\varphi_s \tag{4}$$

te nemen om de helderheidsverdeling hieruit te kunnen afleiden.

Verandert de stralingsintensiteit met de tijd niet, dan kunnen de metingen met verschillende afstanden na elkaar met verplaatsbare antennes worden gedaan, zoals bijvoorbeeld door *Bolton* is toegepast met twee verrijdbare 25 meter spiegeltelescopen [3], op een frequentie van 960 MHz.

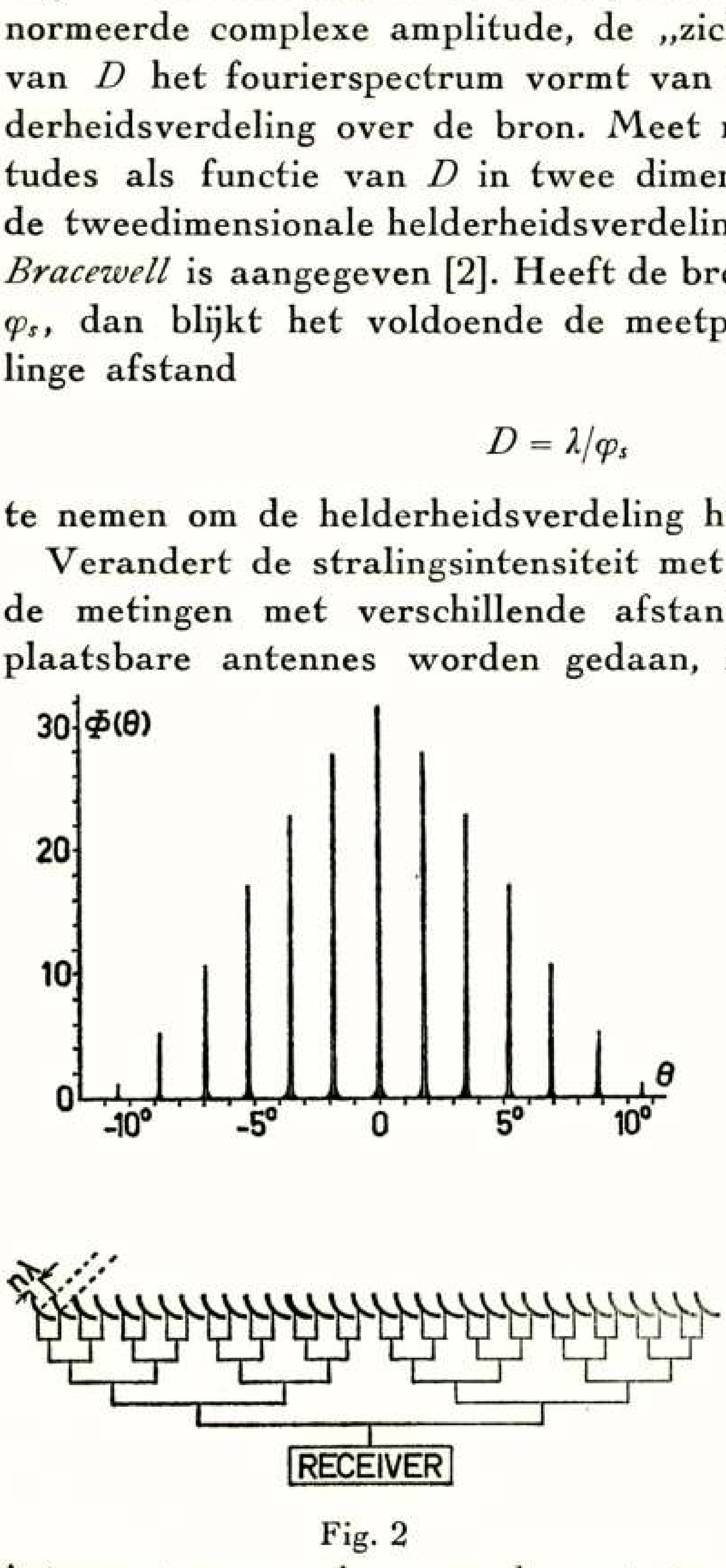


Fig. 2
Antennepatroon en schema van de eerste tralieantenne, ontworpen door Christiansen, bestaande uit 32 kleine parabolische reflectoren

Verandert de stralingsintensiteit met de tijd, dan is deze oplossing niet bruikbaar en moet men meer antennes tegelijk gebruiken. In dit geval zijn weer verschillende oplossingen mogelijk. Men kan alle n antennes met onderlinge afstand D met kabels van gelijke lengte aan één ontvanger verbinden, en krijgt dan weer een interferentie-

patroon met lussen op onderlinge afstand

$$\varphi' = \lambda/D \tag{5}$$

maar met een bundelbreedte, welke bepaald wordt door de totale lengte van het antennesysteem $(n - 1)\,D$

$$\varphi \approx \lambda \,/\, (n - 1)\,D \tag{6}$$

Deze oplossing, (zie fig. 2), het radioequivalent van een optische tralie is het eerst door *Christiansen* [4] toegepast voor meting van de helderheidsverdeling van de zon. Gebruikt werden 32 parabolische reflectoren met een onderlinge afstand van $7\frac{1}{2}$ meter en gebruikt op een golflengte van 21 cm. De lusafstand was in dit geval 1,7° en dus groter dan de zondiameter (0,5°), de breedte van de lussen in de lengterichting van het systeem bedroeg 0.05°, zodat de helderheidsverdeling in één dimensie met behoorlijk detail kon worden waargenomen.

Deze oplossing heeft echter het nadeel, dat geen voortdurende registratie van de helderheidsverdeling mogelijk is, hoewel alle antenne-elementen steeds de zonnestraling ontvangen. Registratie vindt alleen plaats als één der lussen over de zon beweegt. Een beter gebruik van de afzonderlijke antennes afkomstige informatie is mogelijk door in de eerste plaats alle antennes van eigen voorversterkers te voorzien en dan één van de twee volgende methoden tot verwerking van de uitgangssignalen te gebruiken:

a) Men kan iedere voorversterker uitvoeren met m afzonderlijke uitgangen, en dan telkens n uitgangen der verschillende voorversterkers combineren tot een antennepatroon van het besproken type, waarbij echter door het invoeren van de juiste faseverschillen in de kabels de lussen der m antennepatronen op onderlinge afstanden λ/mD komen te liggen en dus m verschillende registraties tussen twee registraties in één antennepatroon mogelijk zijn. Voor volledige benutting van de beschikbare informatie moeten echter $m = 2n$ ontvangers worden gebruikt, waardoor de hoeveelheid apparatuur groot wordt.

b) Men kan ook iedere voorversterker voorzien van n uitgangen en dan de uitgangen in fase en in tegenfase combineren tot totaal $2n$ interferometerontvangers met als onderlinge afstanden D, $2\,D$, $3\,D$, ... nD. Uit de $2\,n$ gelijktijdige metingen van de zichtbaarheid is dan op elk moment met een rekenmachine uit het fourierspectrum de helderheidsverdeling te berekenen. Deze laatste methode heeft vooral op hogere frequenties voordelen

omdat de faseverschillen nu in de rekenmachine worden ingevoerd en geen kritische afregeling van elektrische faselengtes nodig is. Ook in dit geval zijn echter $2n$ ontvangers nodig.

De toepassing van aparte voorversterkers om meerdere antennebundels te vormen is het eerst door *Blum* toegepast. [5].

De tralieantenne geeft een afbeelding van het object, welke overeenkomt met het beeld gevormd door een lange antenne met een geheel gevulde apertuur maar de gevoeligheid is aanzienlijk minder vergeleken met de geheel gevulde apertuur, omdat het effectief oppervlak van de tralieantenne veel kleiner is. Ten opzichte van de lange antenne met dezelfde bundelbreedte is de gevoeligheid een factor gelijk aan de verhouding van het werkelijke effectieve oppervlak tot het schijnbare effectieve oppervlak (van de lange antenne) kleiner. Bij waarneming van puntbronnen betekent dit dat de gevoeligheid wordt bepaald door het werkelijke effectieve oppervlak, bij verspreide bronnen is echter de antennetemperatuur deze factor, die wel de vulfactor wordt genoemd, kleiner dan de helderheidstemperatuur van de bron. Verspreide bronnen met een lage oppervlaktehelderheid zijn dus met een tralieantenne moeilijk waar te nemen, vanwege de geringe gevoeligheid.

4. Kruisantenne

De zojuist besproken interferometerantennes zijn hoofdzakelijk bruikbaar voor het waarnemen van objecten van beperkte afmetingen. Voor het waarnemen van de verspreide achtergrondstraling van het melkwegstelsel is men in het ééndimensionale geval meer aangewezen op het gebruik van lange antennesystemen, indien een groot scheidend vermogen gewenst is.

De eerste antenne waarmee in beide dimensies een groot scheidend vermogen werd bereikt, was de kruisantenne van *Mills*, fig. 3. [6] welke gebruik maakte van twee 500 meter lange antennes, elk bestaande uit een een dubbele rij dipolen, opgesteld in de vorm van een kruis, en werkend op een golflengte van 3,5 meter. Elke lange antenne afzonderlijk heeft een bundel welke smal is in de lengterichting van de antenne en breed in de andere richting. Bij toepassing van een correlatieontvanger, welke de beide uitgangsspanningen van de beide antennes na versterking met elkaar vermenigvuldigt, zal het uitgangssignaal alleen afkomstig zijn uit het centrale, gemeenschappelijke deel van de beide hier geidealiseerde antennepatronen, daar de overige delen van de beide antennepatronen onderling niet gecor-

releerd zijn. De belichtingsfunctie van de beide lange antennes moet naar de uiteinden geleidelijk, liefst volgens een gausskromme afnemen om het optreden van zijlussen naast de hoofdbundel zoveel mogelijk te beperken, daar anders in de beide hoofdrichtingen van het resulterende antennepatroon vrij sterke zijlussen ontstaan, omdat het resulterende antennepatroon ontstaat uit de vermenigvuldiging van de beide veldsterkte-antennepatronen, die elk in één der beide hoofdrichtingen een grote breedte hebben.

De gevoeligheid voor de straling van puntbronnen wordt weer bepaald door het werkelijke effectieve oppervlak van de beide

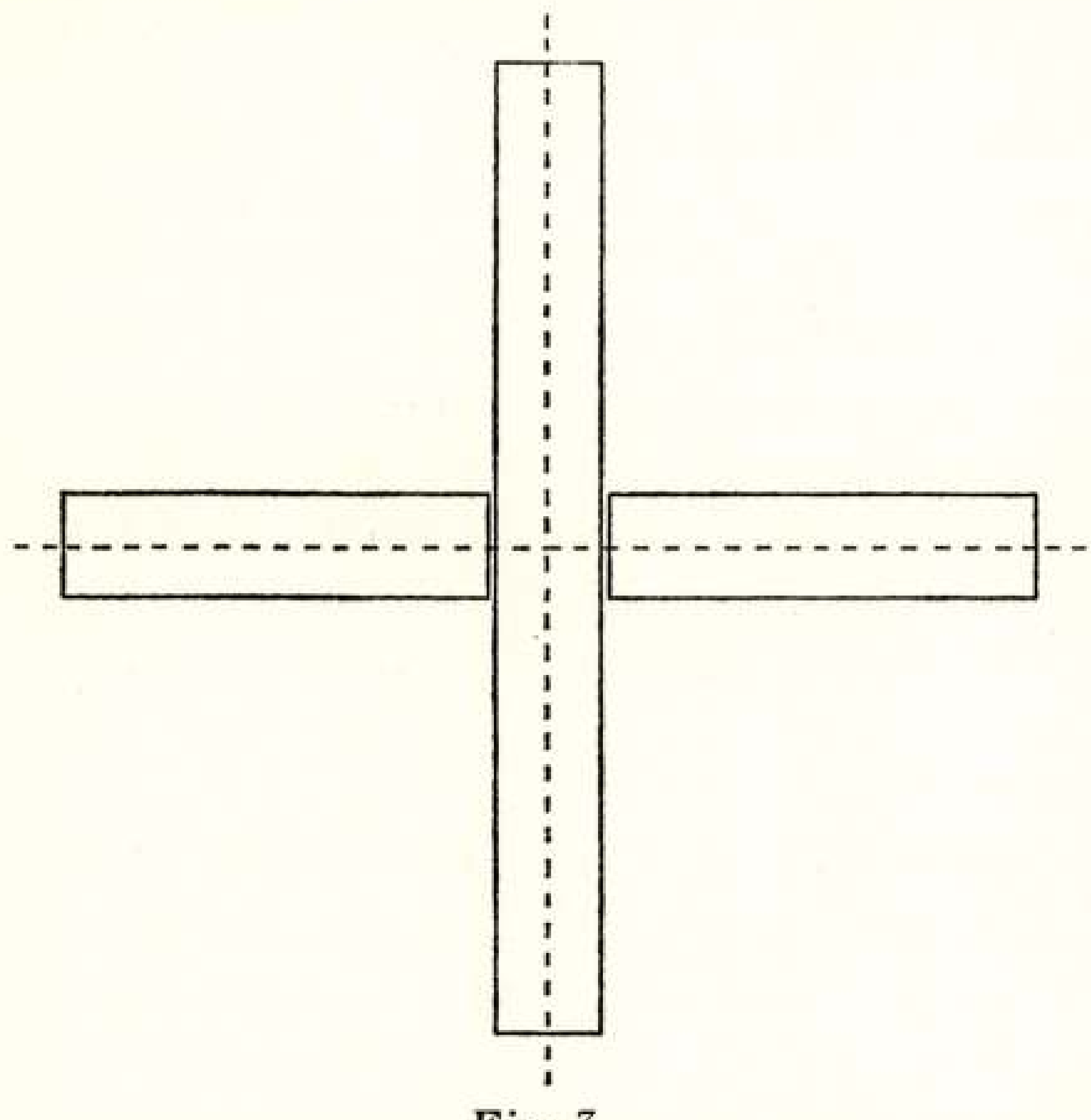


Fig. 3
Kruisantenne volgens Mills

antennesystemen en is door de grote afmetingen in het algemeen vrij groot, terwijl de gevoeligheid voor verspreide stralingsbronnen weer bepaald wordt door de vulfactor, welke gelijk is de verhouding van het werkelijke effectieve oppervlak van de beide systemen tot het schijnbare effectieve oppervlak van een volledig gevulde apertuur met hetzelfde resulterende antennepatroon. In Mills' eerste antenne was deze vulfactor ongeveer 1 %, zodat de gevoeligheid klein was voor verspreide straling. Op deze lage frequentie echter is de intensiteit in het algemeen groot, zodat deze kleine vulfactor niet al te bezwaarlijk was. Aan de hoge kant van het frequentie-spectrum is de verspreide achtergrondstraling echter toch al zwak, zodat hiervoor de bruik-

baarheid van een kruisantenne zeer beperkt is, tenzij vrij grote vulfactoren kunnen worden toegepast. Een grote vulfactor betekent echter, dat in het midden van de kruisantenne het gedeelte waar beide antennes elkaar kruisen, en dat een van de problemen bij dit antennetype vormt, betrekkelijk groot wordt [6].

Daar de waar te nemen straling van puntbronnen of melkweg met de tijd praktisch niet verandert, is ook synthese van de met een kruisantenne waargenomen helderheidsverdeling mogelijk uit na elkaar plaatsvindende interferometermetingen met verplaatsbare antennes. Deze methode is door *Ryle* c.s.

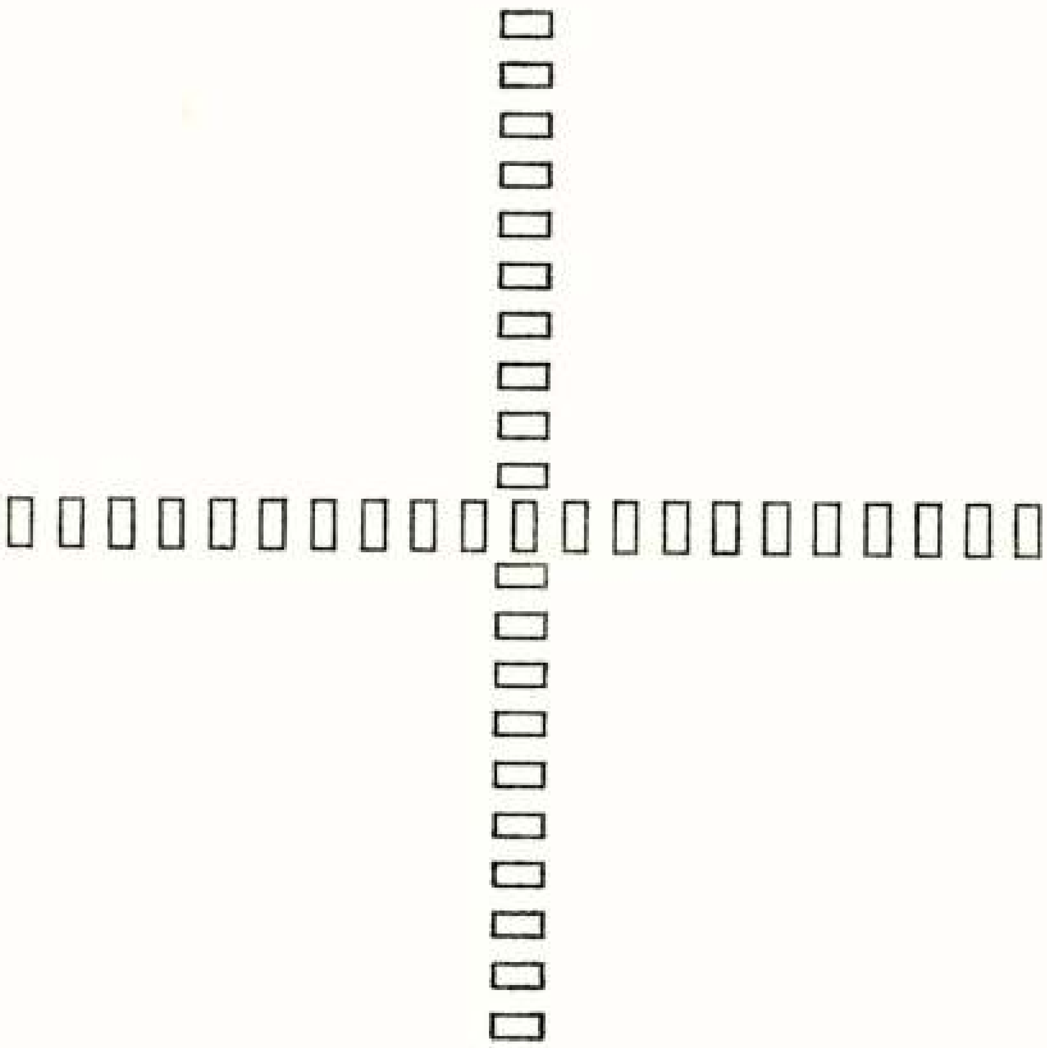


Fig. 4
Een mogelijke configuratie voor een kruisantenne, bestaande uit afzonderlijke elementen, welke slechts één hoofdbundel heeft

(„aperture synthesis", [7]) met succes toegepast, waarbij op 38 en 178 MHz gebruik werd gemaakt van een vast opgestelde, in elevatie beweegbare parabolische cilinder van 1000 meter lengte en een kleinere verplaatsbare antenne. In beginsel is het ook niet nodig een volledig kruis te vormen, maar is een *T*-vorm reeds voldoende.

Voor het waarnemen van de zon heeft *Christiansen* [8] later een tweetal tralieantennes bestaande uit parabolische antennes tot een kruisantenne gecombineerd. Door de periodieke structuur van de beide armen treden in het resulterende antennepatroon meerdere antennebundels op, wat in dit geval geen bezwaar

is, omdat toch slechts één bundel tegelijk op de zon is gericht; zelfs werd van de periodieke structuur van het antennepatroon een nuttig gebruik gemaakt bij het meten van de volledige helderheidsverdeling van de zon.

Een belangrijke volgende stap in de ontwikkeling van antennesystemen met een groot scheidend vermogen was het inzicht, dat het gebruik van armen met een periodieke structuur dus bestaande uit rijen aparte grote antenne-elementen zoals parabolische reflectoren, niet noodzakelijkerwijs tot het optreden van meerdere bundels in het resulterende antennepatroon behoeft te leiden. Een voorbeeld hiervan was het eerste ontwerp voor de Benelux-kruisantenne *Christiansen* en *Hogbom* [9], dat overigens niet in deze vorm zal worden gerealiseerd. Eén mogelijkheid uit vele is een kruisantenne (fig. 4), waarbij antenne-elementen worden gebruikt met een effectieve breedte gelijk aan de onderlinge afstand der elementen. In dit geval vallen de andere hoofdmaxima naast de hoofdbundel van de ene tralie-antenne samen met de nulpunten in het antennepatroon in de breedterichting van de andere, zodat slechts één hoofdbundel in het resulterende antennepatroon optreedt.

Ook voor de Benelux-kruisantenne wordt momenteel gedacht aan een kruisantenne waarvan de armen uit parabolische spiegels van de afmeting van de radiotelescoop te Dwingeloo bestaan, werkend op een golflengte van 21 cm.

5. **Andere mogelijkheden**

Naast de kruisvorm voor de antenne zijn verschillende andere mogelijkheden voorgesteld, welke echter nog niet tot een praktische uitvoering zijn gekomen. De matrixantenne (fig. 5) bestaat uit één grote antenne met een effectieve diameter D en een matrix van kleinere antenne-elementen op onderlinge afstand D. Het resulterende antennepatroon, dat ontstaat door vermenigvuldiging van de veldsterkte-antennepatronen van de grote antenne en de gehele matrix, welke een tweedimensionale tralieantenne vormt, heeft weer één hoofdbundel. In plaats van de enkele grote antenne kan ook weer een kleine tralieantenne worden gebruikt, waardoor weer allerlei andere varianten ontstaan [10].

Wild [11] heeft een antennesysteem voorgesteld, waarbij een grote ring van parabolische reflectoren wordt toegepast om een kleine bundelbreedte te bereiken. Het systeem heeft vrij sterke

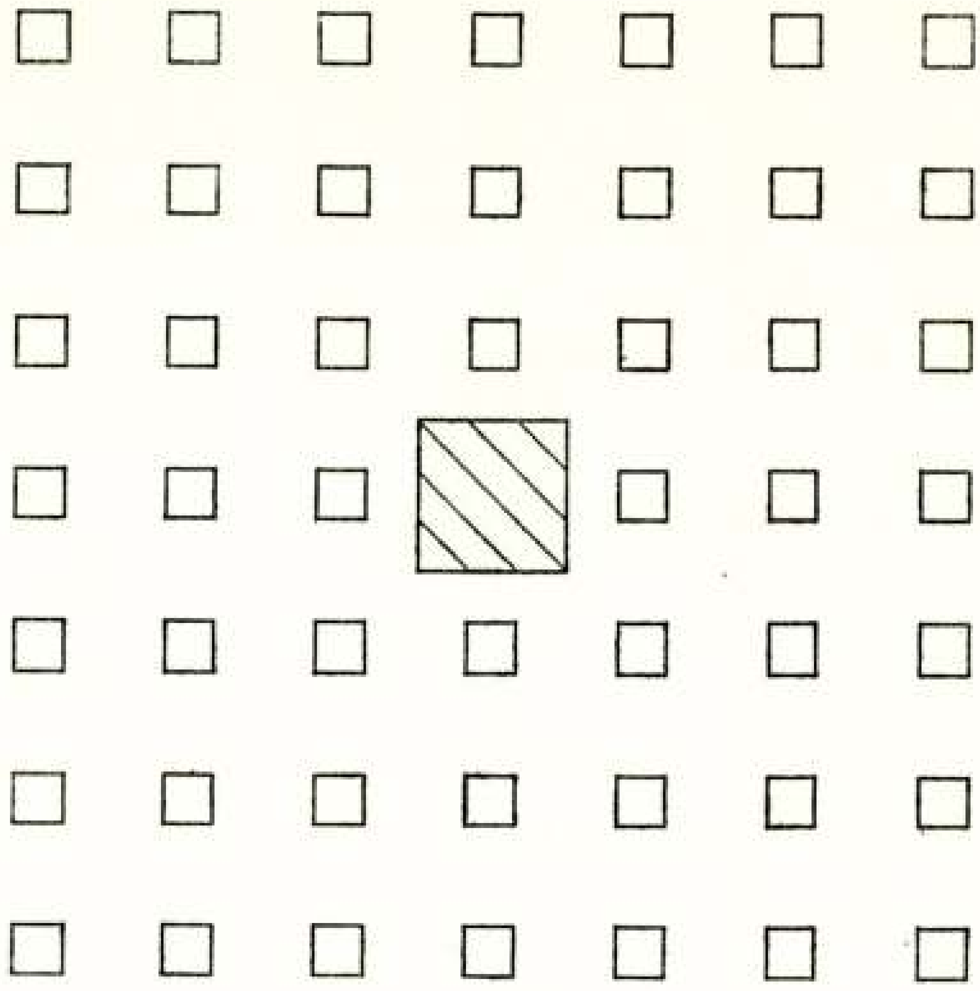


Fig. 5
Matrixantenne

zijlussen, die echter met een vernuftig correctiesysteem sterk zouden kunnen worden verminderd.

Een andere oplossing is de door *Bracewell* voorgestelde jaloezieantenne, bestaande uit een groot aantal lange parabolische cilinders, naast elkaar geplaatst als de stroken in een jaloezie. Daar de vulfactor van dit antennesysteem groot kan zijn kan een goede gevoeligheid voor verspreide straling worden bereikt, wat op hoge frequenties van groot belang zal zijn.

6. Ruisarme antennes

Op frequenties boven 1000 MHz is de achtergrondstraling van de melkweg zeer zwak en vormt de ruisbijdrage van straling van de aarde, ontvangen in de verre zijlussen van de antenne bij een gewone parabolische spiegeltelescoop een belangrijke bijdrage tot de totale antennetemperatuur (15-30° K). Bij gebruik van conventionele ontvangers is dit ook geen ernstig bezwaar in verband met de vrij hoge ruistemperatuur van deze ontvangers, welke groter is dan 500° K. De ontwikkeling van ruisarme versterkers zoals parametrische versterkers en vooral masers maakt het mogelijk ontvangerruistemperaturen te bereiken, welke kleiner zijn dan 100° K en die vermoedelijk in de nabije toekomst zelfs aanzienlijk lager zullen kunnen zijn, zodat de an-

tenneruis een belangrijke bijdrage tot de totale ruistemperatuur van het gehele ontvangsysteem wordt. Het is dus in dat geval wenselijk de ruisbijdrage van de aarde tot de antennetemperatuur zoveel mogelijk te beperken door speciale antenneontwerpen.

Een fraai voorbeeld wordt gevormd door de door Bell Telephone [12] ontwikkelde grote hoornantenne voor satellietcommunicatieproeven. Deze hoornantenne bestaat uit een parabolisch segment, dat door een eraan vast gebouwde vierkante hoornantenne wordt belicht. Wordt deze antenne naar het zenith gericht dan is de ruistemperatuurbijdrage op een golflengte van 12 cm van de aarde slechts 2° K, wat dus een aanzienlijke verbetering betekent ten opzichte van de parabolische reflector van het gewone type, belicht door een kleine voedingsantenne.

Een andere voorgestelde oplossing is een antenne van het cassegrain-type, waarbij een parabolische reflector wordt belicht door een voedingsantenne via een tweede, hyperbolische spiegel. Deze oplossing heeft het voordeel dat de voedingsantenne in de kom van de parabolische reflector kan worden geplaatst waardoor directe instraling van de aarde in de voedingsantenne onmogelijk is, terwijl bovendien de voedingsantenne op een goed bereikbare plaats kan worden aangebracht in plaats van in het soms wat moeilijk bereikbare brandpunt van de parabolische reflector. De vrij grote hyperbolische reflector schermt echter wel een deel van het apertuurvlak af, zodat deze constructie wel tot een verhoging van het niveau der nabije zijlussen zal leiden. De eerste metingen met dit antennetype gaven antennetemperaturen van de orde van 10° K.

Vooral op hoge frequenties, waar de te ontvangen straling zwak is, zal bij het ontwerp van antennes voor radiosterrenkunde meer aandacht aan de ruiseigenschappen van de antennes moeten worden geschonken dan tot dusverre het geval was, nu ruisarme versterkers de beperking van de meetgevoeligheid door de ontvangerruis sterk hebben verminderd.

Literatuur

1) J. D. Kraus, Proc. I.R.E. 46, 95, 1958.
3) R. B. Read, Trans. I.R.E. AP-9, 31, 1961.
4) W. N. Christiansen, D. S. Mathewson, Proc. I.R.E. 46, 127, 1958.
5) E. J. Blum, Ann. d'Astroph. 22, 140, 1959.
6) B. Y. Mills e.a., Proc. I.R.E. 46, 67, 1958.
7) M. Ryle, A. Hewish, M.N. 120, 220, 1960.
8) W. N. Christiansen e.a., Proc. I.E.E. 108B, No. 37, 49, 1961.
9) W. N. Christiansen, J. Högbom, Nature 191, 215, 1961.
10) T. Maguire, El., Nov. 10, 76, 1961.
11) J .P. Wild, Proc. R.S. A 262, 84, 1961.
12) A. B. Crawford, D. C. Hogg, L. E. Hunt, B.S.T.J., 40, 1095, 1961.

Manuscript ontvangen 28 juli 1962.

HET INTERNATIONAAL SYMPOSIUM OVER INFORMATIE THEORIE TE BRUSSEL

Dit symposium, gesteund door The Professional Group on Information Theory of the Institute of Radio Engineers en georganiseerd door de Benelux-sectie van dit instituut tezamen met de Société Belge des Ingénieurs des Télécommunications et d'Electronique, werd van 3 tot en met 7 september 1962 gehouden in de Université Libre de Bruxelles.

Dat deze betrekkelijk jonge tak van wetenschap een ruime belangstelling geniet blijkt uit het aantal van ruim 250 deelnemers. Deze interesse is voornamelijk geconcentreerd in de Verenigde Staten, waarvandaan 1/3 van de deelnemers en 2/3 van de ca. 50 bijdragen kwamen. Nederland, dat qua aantal deelnemers op de tweede plaats kwam (14%), leverde slechts één bijdrage. De belangstelling van Duitse en Engelse zijde was relatief gering.

Vrijwel alle bijdragen waren van te voren reeds gepubliceerd in de IRE Transactions on Information Theory, zodat iedere spreker kon volstaan met een korte presentatie van zijn werk. Tevens bleek dit een gunstige invloed te hebben op de deelname aan en het peil van de discussies. Behalve verhandelingen van algemeen theoretische aard waren er veel bijdragen op het gebied van codering, „pattern recognition" en „adaptive systems". Interessante nieuwe resultaten werden mijns inziens gepresenteerd door Huffman, Slepian, Ziv, Chang, Harris en Metzner, Perry en Wozencraft.

Opvallend was het te constateren dat er in Nederland (en feitelijk geldt dit voor heel West-Europa) wel veel belangstelling is voor informatietheorie, doch dat er weinig researchwerk op dit gebied wordt verricht, althans in het openbaar tot uiting komt. De voornaamste oorzaken hiervoor zijn volgens mij de geringe interesse van de industrie voor commercieel niet-„verantwoord" onderzoek en de geringe middelen van universiteiten, hogescholen en andere niet-commerciële instituten.

In de Verenigde Staten is het klimaat kennelijk veel gunstiger. Op het symposium werden bijdragen gepresenteerd zowel van industriële laboratoria (Sylvania Electronic Systems, Bell Telephone Labs. e.a.) als van universiteiten, waar grote groepen wetenschapsmensen samenwerken op informatietheoretisch gebied. Zo heeft het Research Laboratory of Electronics van het Massachusetts Institute of Technology meerdere werkgroepen, waaronder één voor statistische communicatietheorie en één voor informatieverwerking en -transmissie, waarin resp. 6 hoogleraren met 18 medewerkers en 15 hoogleraren met 29 medewerkers onderzoekingen verrichten. Het is duidelijk dat, indien West-Europa een serieuze bijdrage wil kunnen leveren in dit zich dynamisch ontwikkelende wetenschapsgebied, hiervoor de vorming van enige grotere studiegroepen onontbeerlijk is.

De meeste voordrachten stonden op een hoog peil en de confrontatie met zoveel nieuwe ideeën en technieken zal ongetwijfeld inspirerend hebben ingewerkt op iedere deelnemer.

ir. G. A. van der Spek

HISTORISCHE RADIOZENDER VOOR SMITHSONIAN INSTITUTION *)

Ruim 30 jaar geleden vonden de experimenten plaats waardoor wij thans beschikken over wereldomvattende radar- en communicatienetwerken gebruik makende van microgolven.

In het voorjaar van 1931 waren op de rotsen van St. Margaret's Bay, Dover ingenieurs der Engelse PTT, waarnemers van militaire en scheepvaartkundige zijde, beoefenaars der wetenschap en vertegenwoordigers van de pers getuige

---

*) Bij de samenstelling van deze bijdrage werd dankbaar gebruik gemaakt van gegevens die door de Nederlandse Standard Electric Mij N.V. ter beschikking werden gesteld.

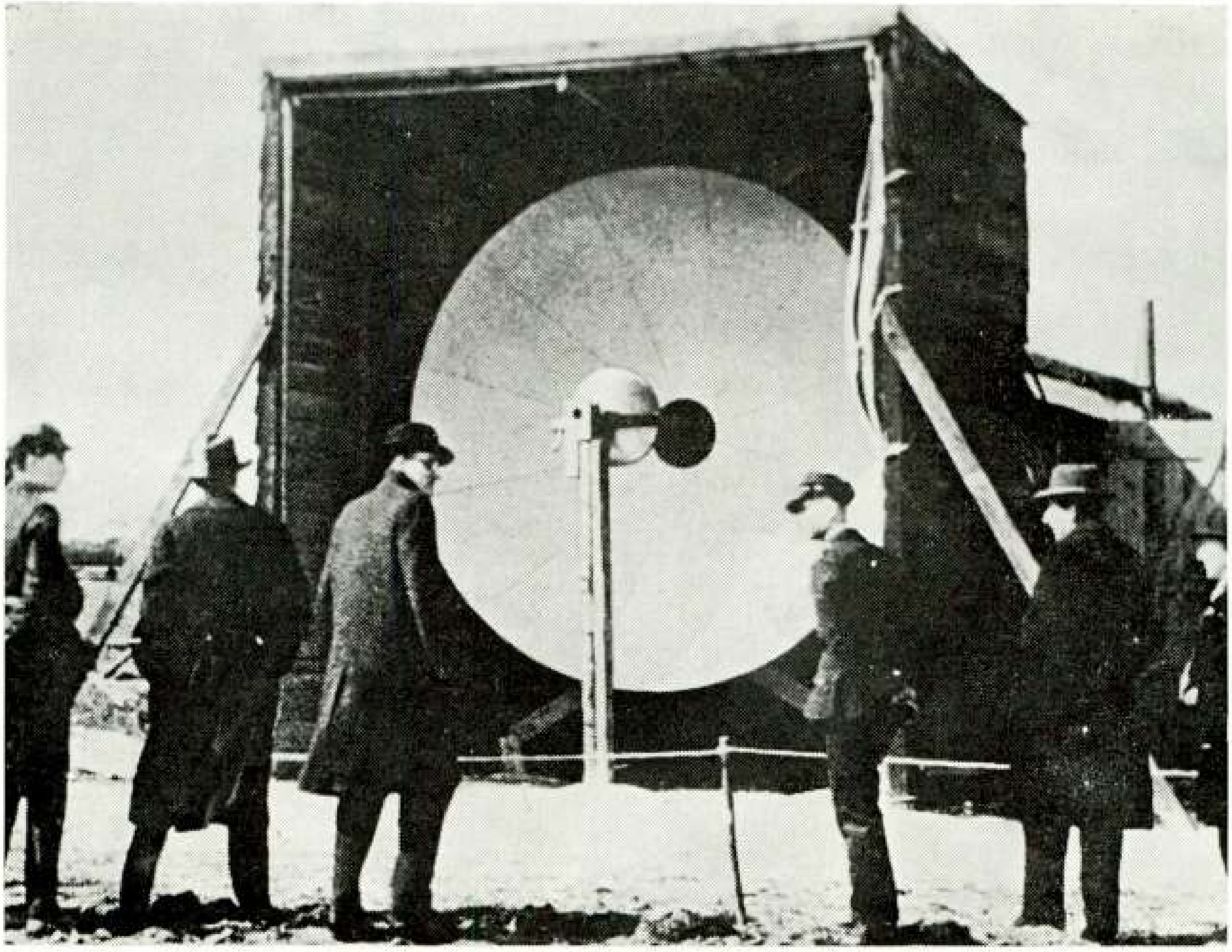


Fig. 1. Antenne St. Margaret's Bay in 1931

van 's werelds eerste openbare demonstratie met zoals men dat toen aanduidde „Microray"-communicatie-apparatuur. Het tweede station bevond zich bij deze demonstratie in Calais, aan de overzijde van het Kanaal. Tussen beide plaatsen werden telefoon- en telexverbindingen tot stand gebracht, de gebruikte golflengte was 17,6 cm terwijl voor de bundeling der golven parabolische reflectoren werden toegepast met een diameter van 3 meter (fig. 1), hetgeen resulteerde in een openingshoek van de bundel van 3 graden.

Smithsonian Institution — één van de belangrijkste collecties van historisch-technische uitvindingen en ontwikkelingen (United States National Museum) — ontving van International Telephone and Telegraph Corporation een belangrijke bijdrage, op bovenstaande demonstratie betrekking hebbende, ten geschenke.

De schenking bestaat uit een replica van de paraboolantenne met een diameter van ruim 3 m, de originele zender, de gebruikte elektronenbuizen en de originele dipool-antennecombinatie, die tijdens de demonstratie werden gebruikt op de Franse zijde.

De historische apparatuur werd aan de directeur van het U.S. National Museum aangeboden door André G. Clavier, leider van de toenmalige ITT-ontwikkelgroep voor microgolftechniek. Clavier ontving als blijk van waardering voor zijn bijdragen op 3 oktober 1962 de Achievement Award van de Professional Group on Communication Systems van het I.E.E.E.

Als commerciëel resultaat van de telexdemonstratie in 1931 werd in 1934 een permanente verbinding van hetzelfde type geïnstalleerd tussen Lympne en St. Inglevert (A. G. Clavier and L. C. Gallant: The Anglo-French Microray-link between Lympne and St. Inglevert. Electrical Comm. *12*, january 1934, p. 222). Ook in deze apparatuur werd als zendbuis de positief-roostertriode (fig. 2) toegepast en als antenne wederom een parabolische spiegel (fig. 3). De overbrugde afstand was 60 km.

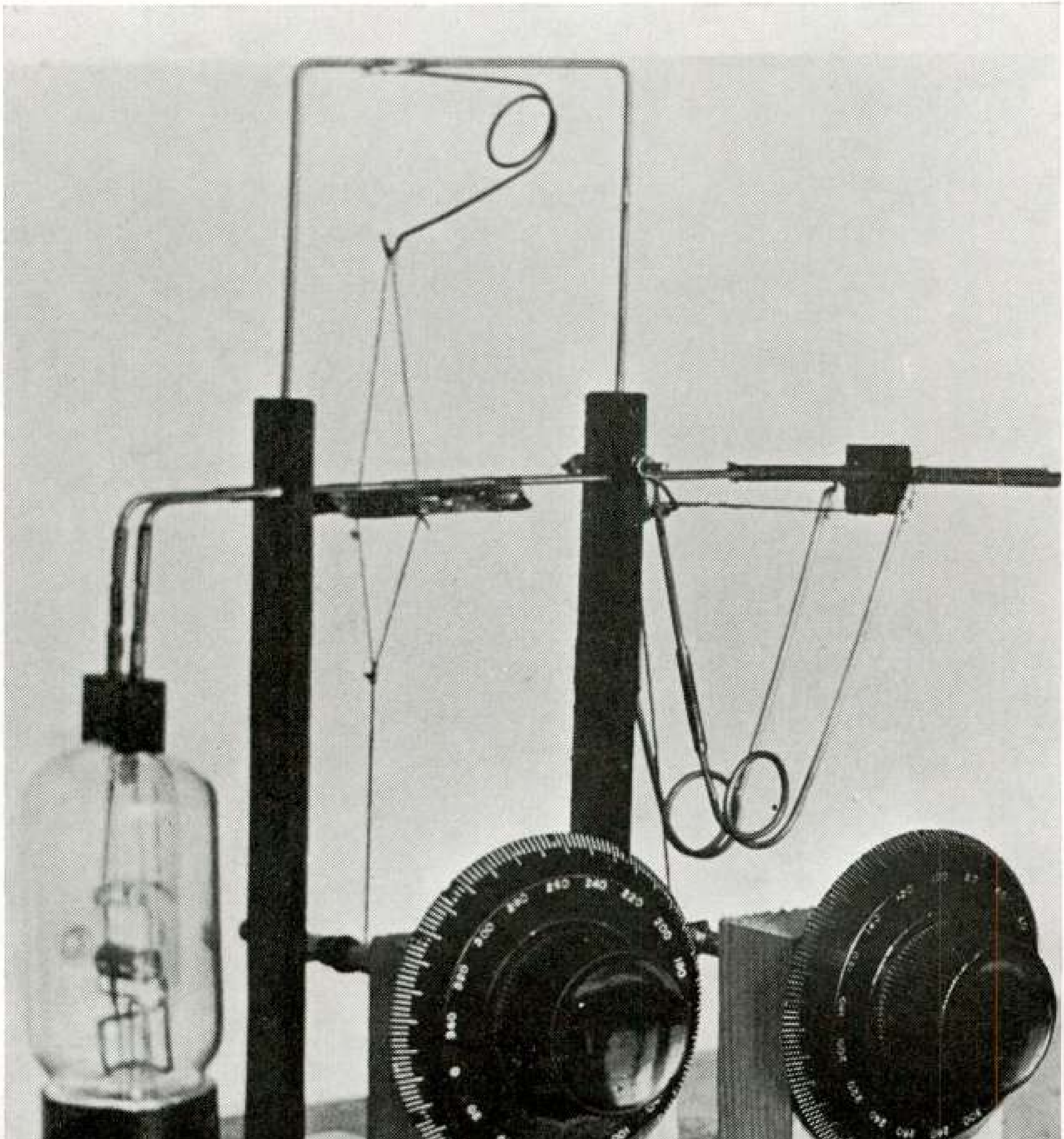
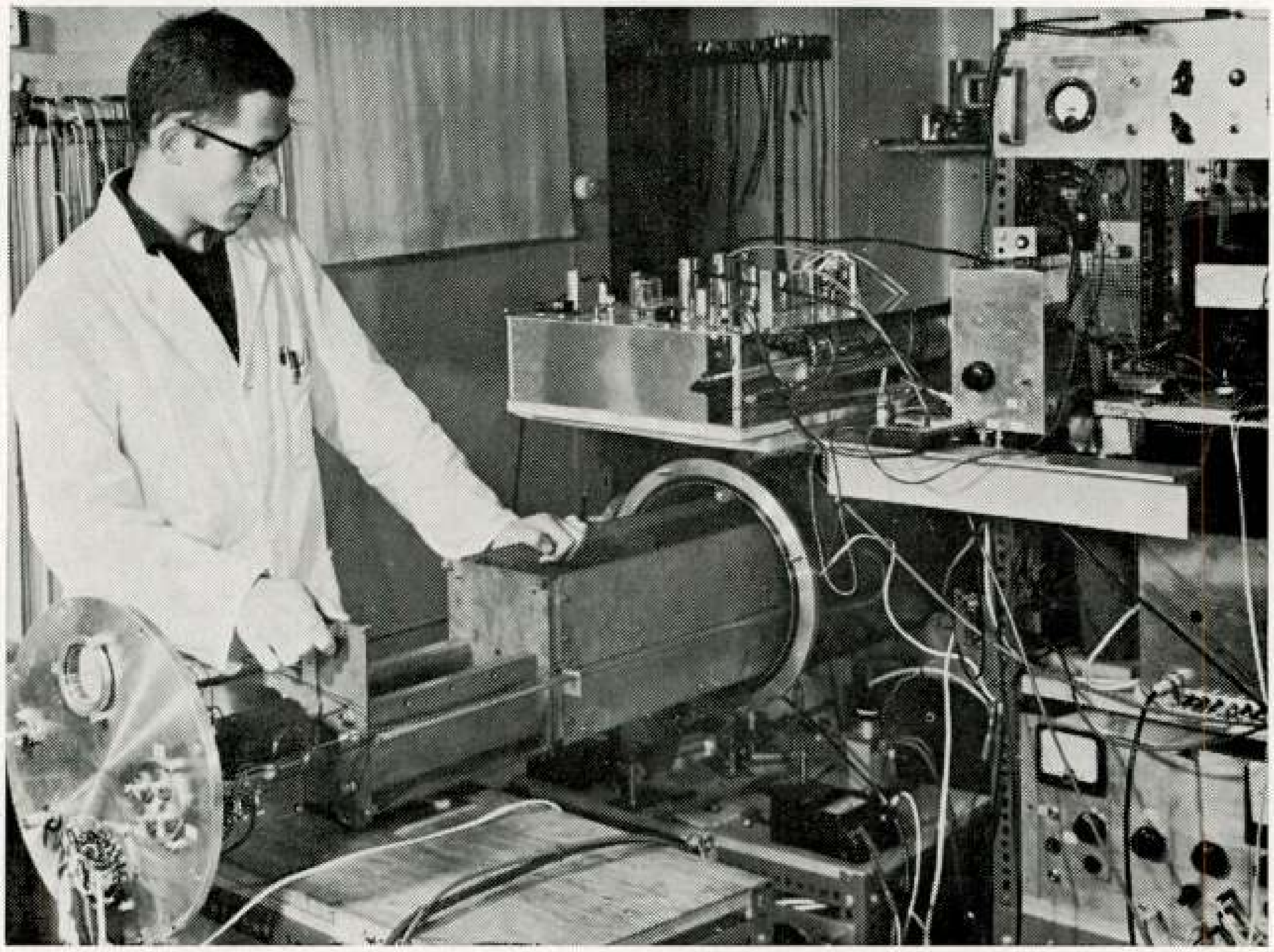


Fig 2. Positief-roostertriode, golflengte 17 cm



Fig. 3. Antennes Lympne en St. Inglevert, 1934

ZWITSERSE ATOOMKLOK



Deze foto toont het hart van de nieuwe Zwitserse Thallium-atoomklok. In de cilinder passeren elektromagnetische golven het thallium waarbij de daardoor opgebouwde oscillaties elektronisch worden verwerkt. De klok werkt momenteel met een nauwkeurigheid van 10^{-6} *sec. per dag, verwacht wordt dat dit nog een factor tien kan worden verbeterd.*

CONGRESSEN E.D.

Firato 1963.

De Internationale Tentoonstelling van Elektronica FIRATO 1963 zal gehouden worden van vrijdag 13 tot en met zondag 22 september a.s. in het nieuwe RAI-gebouw aan het Europaplein te Amsterdam.

Voor FIRATO 1963 zullen de Europahal, de Zuidhal en de Noordhal als expositieruimten worden gebruikt. Hiervan is de Noordhal speciaal bestemd voor het exposeren en demonstreren van z.g. professionele apparatuur. Ook de Oosthal zal in de komende FIRATO worden betrokken, deze hal zal geheel worden ingericht als televisiestudio!

Velen hebben behoefte aan voorlichting over de principes en de toepassingsmogelijkheden van de elektronica. Dit geldt in sterke mate voor de jeugd, allereerst omdat bij velen een grote weetgierigheid bestaat op dit gebied, doch ook omdat de elektronica tal van beroepen op verschillend niveau kent. Het is van belang de komende generaties, met de ouders, daarop te wijzen. Onder leiding van het *Nederlands Radiogenootschap* wordt door de industrie, landmacht, marine, luchtmacht, PTT en NRU op FIRATO 1963 een groot gemeenschappelijk voorlichtingscentrum ingericht, waarin zowel de principes van de elektronica als de toepassingen daarvan op aanschouwelijke wijze worden gedemonstreerd.

5e Tentoonstelling „Het Instrument".

In de Marijkehal aan de Croeselaan te Utrecht zal van 8—17 oktober 1963 voor de vijfde maal de tentoonstelling „HET INSTRUMENT" worden gehouden.

Door het ten toon stellen van de produkten van circa 800 fabrikanten op dit gebied zal „Het Instrument 1963" een volledige oriëntatiemogelijkheid bieden.

Veel aandacht zal besteed worden aan de mogelijkheden, die de nieuwste ontwikkelingen van de elektronica en de kernfysica bieden voor toepassingen in wetenschap en techniek. Ook zal getoond worden, hoe verdergaande mechanisering en automatisering doordringen in industrie, laboratorium en kliniek.

Met verdere informatie zal men u gaarne van dienst zijn op het bureau van de coöperatieve vereniging „Het Instrument", Sparrenlaan 2 in Soest, tel. 02955-3047.

Internationaal Colloquium kernfysische elektronica.

Dit Colloquium is aangekondigd voor de periode 25 t/m 27 november 1963, het wordt gehouden in Parijs in het Unesco-gebouw.

De manifestatie wordt georganiseerd door de Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens tot welke vereniging men zich kan wenden voor verdere inlichtingen. Adres: 10 Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine) France.

BOEKAANKONDIGINGEN, ENZ.

Als officieel orgaan van de Internationale Federatie voor Medische Elektronica verscheen het eerste nummer van het tijdschrift „Medical Electronics and Biological Engineering". Het tijdschrift zal viermaal per jaar verschijnen, de primaire functie ervan is de uitwisseling van informatie tussen enerzijds de medische en de biologische en anderzijds de technische en de fysische wetenschappen te bevorderen. Uitgever is Pergamon Press Ltd.

Gezien de huidige ontwikkelingen op het gebied der elektronica is een goede kennis van de halfgeleiders en hun toepassingsmogelijkheden in uiteenlopende schakelingen van groot belang, daarom kan het verheugend worden genoemd dat de fabrikanten er meer en meer toe overgaan hun kennis van halfgeleiderelementen in de vorm van speciale publikaties aan anderen over te dragen.

Van Siemens & Halske AG (voor Nederland: Ned. Siemens Mij) verschenen de volgende Technische Mitteilungen:
- Spannungsstabilisierung (3 delen)
- Verbesserungen an Triggerschaltungen
- Das Verhalten des Transistors bei grosser Aussteuerung
- Effekte in Mesa-Transistoren bei grosser Stromdichte.

Bij STC (voor Nederland: Ned. Standard Electric Mij) verschenen:
- Life Test Bulletin nr. 3 (verschijnt viermaal per jaar)
- The Characteristics of Silicon Planar Transistors (brochure).

Door het National Bureau of Standards werden uitgegeven:
- Handbook for CRPL Ionospheric Predictions Based on Numerical Methods of Mapping door S. M. Ostrow (Handbook 90)
- Bibliography on direction finding and related ionospheric propagation topics 1955-1961 door Olaf D. Remmler (Technical Note 127).

De Nederlandse Commissie van het Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, opgenomen in NEC en daarom aangeduid als NEC/CISPR heeft een memorandum opgesteld met betrekking tot de technische aspecten van de „Radiostoring veroorzaakt door Motorvoertuigen".

BOEKBESPREKING

„Radiotechniek", door Ing. J. Roorda en Ir. J. P. Roorda Jr. Handboek voor de studie van radio zend- en ontvangtechniek, zevende geheel opnieuw bewerkte druk. N.V. Uitgeversmaatschappij Kosmos, Amsterdam-Antwerpen, 1962. Prijs *f* 24,50.

Dit boek is de zevende druk van het bekende boek „Radiotechniek van Roorda". Ten opzichte van vorige drukken heeft het ingrijpende wijzigingen

ondergaan, waarbij veel aandacht is besteed aan de nieuwere ontwikkelingen in de elektronica, voor zover die liggen op het terrein der radiotechniek. Toegevoegd zijn o.a. enkele hoofdstukken over kristaldiodes en transistoren, terwijl ook bij de behandeling van versterkerschakelingen aandacht aan transistoren wordt besteed. Verschillende andere hoofdstukken hebben eveneens een uitbreiding ondergaan.

De behandelde stof beperkt zich tot de theoretische grondslagen van in de radiotechniek gebruikte schakelingen: constructieve bijzonderheden van zenders of ontvangers en van toestellen als microfoons, luidsprekers e.d. worden niet gegeven. Ook metingen en meetapparaten worden niet behandeld. Van de lezer wordt bekendheid verondersteld met de lagere wiskunde en de wisselstroomtheorie; op enkele plaatsen wordt gebruik gemaakt van een eenvoudige differentiaalvergelijking, terwijl bij de behandeling van frequentiemodulatie de besselfuncties kort worden aangeduid. In een aanhangsel wordt een beknopt overzicht gegeven van de symbolische rekenwijze, de lineaire netwerktheorie, de harmonische analyse en de vrije trillingen in een trillingskring.

De wiskundige behandeling van de problemen is vaak gebaseerd op een volledig schema, waarna dan voor de praktijk belangrijke gevallen door het invoeren van benaderingen in het resultaat worden verkregen. Hierdoor zal bij studerenden vaak de indruk worden gewekt dat een bepaald onderwerp „erg moeilijk" is. Het bespreken van een vereenvoudigd geval als inleiding tot een volledige behandeling kan in vele gevallen veel meer aanspreken. Het bovenstaande treedt b.v. op bij de behandeling van transistoren in de hoofdstukken 5 en 17. Door het zeer grote aantal formules, waarmede de lezer hier direct wordt geconfronteerd, zal men niet dan met grote moeite een overzicht en enig inzicht in transistorschakelingen verkrijgen.

Uiteraard hebben wij niet alle formules nagerekend, doch op plaatsen waar wij dit wel deden, ontmoetten wij enkele hinderlijke drukfouten; voorbeelden zijn de formules voor de anodewisselstroom in een buis (VIII, 8), en voor de collectorwisselstroom in een transistor (IX, 20).

Een storende onjuistheid ontmoetten wij op blz. 225, waar uit formule (XI, 1) ten onrechte wordt geconcludeerd dat de versterking van een buis toeneemt bij afnemende inwendige weerstand.

Op enkele plaatsen mist men algemeen bekende begrippen; zo is b.v. bij de behandeling van de ruis het begrip ruisfactor niet genoemd. Ook ontbreken bij sommige onderwerpen die wel worden behandeld de hiervoor gebruikelijke benamingen (voorbeeld: padding-condensator).

Aan het eind van ieder hoofdstuk wordt ter oefening een aantal opgaven gegeven, doch dit aantal is in de regel zeer klein (soms slechts één of twee).

De uitvoerige behandeling van de verschillende problemen, die wij hierboven reeds noemden als een bezwaar voor de beginner, vormt tevens één der verdiensten, die wij aan het boek moeten toekennen. De Nederlandse literatuur is hiermede verrijkt met een werk, dat voor velen, die reeds met de elementaire grondslagen van de radiotechniek zijn vertrouwd, bij diepergaande studie een waardevol hulpmiddel kan zijn.

J. M. v. H.

TOEKENNING PRIJZEN VAN HET WERAFONDS VOOR 1962

Het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder (Werafonds) heeft in de bestuursvergadering, in de aanvang van dit jaar gehouden, besloten de Vederprijzen voor 1962 toe te kennen aan de heer Ir. G. M. Uitermark te Voorschoten „terzake van zijn werkzaamheden met betrekking tot de ontwikkeling van het Semafoon-project" en aan de heren

B. Vree te 's-Gravenhage
R. J. Visser te 's-Gravenhage
Ir. J. P. de Vreede te Leidschendam
C. J. Sanders te Leidschendam
Ir. J. M. M. Veldstra te Hilversum en
Ir. D. J. Braak te Hilversum

die, in samenwerking met de heer Ir. G. M. Uitermark dit project hebben ontwikkeld, voor hun daarbij geleverde belangrijke bijdrage".

Een korte toelichting met betrekking tot het genoemde object zij hier gegeven; voor een beschrijving worde verwezen naar het artikel van Ir. G. M. Uitermark in de Ingenieur van 29-12-1961. De Semafoondienst is een nieuwe dienstverlening van PTT ("selective calling radiosystem"), waarbij mobiele personen in voer- of vaartuig, op het Semafoonnet aangesloten, vanuit een abonneetelefoontoestel via één of meerdere radiozenders kunnen worden opgeroepen en een boodschap in codevorm kunnen ontvangen.
De selectieve oproep houdt in dat, afhankelijk van de kiescijferinformatie, slechts één bepaalde mobiele ontvanger aanspreekt; door het draaien van enkele meerdere kiescijfers wordt het codebericht vervolgens doorgegeven. Terwijl aan de abonneezijde de informatie in de vorm van kiesimpulsen wordt gegeven, bestaat de informatie-inhoud van de radiosignalen uit een opeenvolging van bepaalde tonen (drie uit een aantal van 30 mogelijke tonen).
De mobiele ontvanger in kwestie is slechts gevoelig voor deze drie tonen in deze opvolging voor het gekozen codebericht bezigt men een combinatie uit dezelfde tonen.

De auctor intellectualis van het project is ir. G. M. Uitermark, hoofd van de Centrale Afdeling „Draadomroep en Mobilofoon" der PTT. Bij het maken van het ontwerp is de heer Uitermark geassisteerd door twee technici van zijn staf, de heren B. Vree en R. J. Visser. Een belangrijk gedeelte van de technische voorzieningen is het z.g. „centrale besturingsapparaat" ontwikkeld door Ir. J. P. de Vreede en de heer C. J. Sanders (Dr. Neher Laboratorium). In dit onderdeel worden o.m. de binnenkomende oproepen vastgelegd en de omzetting van kiesimpulsreeksen in het samenstel van tonen bewerkstelligd. De ontwikkeling en vervaardiging van de mobiele ontvangers is geschied door de N.V. Philips Telecommunicatie Industrie te Hilversum; bij de ontwikkeling hebben Ir. J. M. M. Veldstra en Ir. D. J. Braak een belangrijk aandeel geleverd.
De officiële indienststelling van de Semafoondienst zal medio 1963 plaatsvinden, nadat begin januari met een proefbedrijf een aanvang is gemaakt.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

VERSLAG VAN DE ALGEMENE JAARVERGADERING, GEHOUDEN OP 2 APRIL 1963 IN CAFE-RESTAURANT DEN HOUT, BEZUIDENHOUTSEWEG 11-13 TE DEN HAAG.

1. ALGEMENE JAARVERGADERING

.1 **Opening**

De voorzitter opent om 10.45 uur de vergadering. Hij heet de aanwezigen welkom en spreekt zijn voldoening uit over het feit dat de opkomst der leden groter is dan die van de voorgaande jaarvergadering. Spreker dankt de heer Mr. E. J. Groenevelt, die op verzoek van het bestuur aanwezig is, voor de medewerking die hij heeft willen verlenen aan het tot stand komen van het „Ontwerp voor de Statuten en het Huishoudelijk Reglement" waarvan aan alle leden een exemplaar werd toegezonden.
Naast het voltallig bestuur zijn 's-morgens 35 leden en 's-namiddags 52 leden aanwezig.

.2 **Notulen vorige Algemene Vergadering**

De notulen van de Algemene Jaarvergadering d.d. 13-3-'62, die in het Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap deel 27 - nr 1 - 1962 werden gepubliceerd, worden goedgekeurd.

1.3 Discussie over het verslag van de secretaris over 1962

Na voorlezing door de secretaris van zijn verslag over 1962 (zie onder 2.) wordt opgemerkt, dat tijdens de 158e zitting bij N.V. Hollandse Signaal Apparaten te Hengelo op 14-11-'62 niet zoals was gepland en ook in de uitnodigingen werd vermeld de heer A. K. Martienssen doch de heer J. S. Smit een voordracht heeft gehouden over „Air Traffic Control". Ir. P. H. Boukema merkt nog op, dat in het verslag onder het hoofd „Examens" dat van het examen „Theoretische Elektronica-N.R.G." ontbreekt. Nadat de secretaris heeft toegezegd het vorenstaande alsnog in het verslag te zullen corrigeren en verwerken dankt de voorzitter de secretaris namens de vergadering voor het werk dat deze in het afgelopen verenigingsjaar voor het Genootschap heeft verricht.

4. Discussie over het verslag van de penningmeester over 1962

.1 De penningmeester licht zijn financieel jaaroverzicht (zie onder 3.) toe aan de hand van uitgereikte exemplaren van dit overzicht. In verband met het gestegen banksaldo stelt penningmeester voor tot aankoop van effecten over te gaan. Na ampele overwegingen is men het er over eens dat dit een bestuursbeleid is; in het nog ter sprake komende „Ontwerp voor de Statuten en het Huishoudelijk Reglement" is dit beleid omschreven.

.2 De Nederlandse Siemens Mij te Den Haag is als donateur toegetreden. Een opmerking dat verschillende zaken en organisaties als potentiële donateurs nog steeds buiten het NRG staan, geeft de heer W. Vogt aanleiding te vragen of er een „systeem" is voor donateurswerving. Penningmeester antwoordt dat brieven weinig hebben uitgehaald en dat persoonlijke benadering wellicht meer succes zal opleveren. Opgemerkt wordt nog dat de bekendmaking van de naamsverandering van het Genootschap (zie punt 5) wellicht een gunstige gelegenheid is voor aanschrijving van toekomstige donateurs.

.3 Ir. J. J. Vormer geeft in overweging om, i.v.m. de gunstige financiële positie van het Genootschap, meer activiteit te ontplooien; het geld is daarvoor toch bestemd aldus Ir. Vormer. Voorzitter antwoordt dat het wenselijk is om over voldoende reserves te beschikken als garantie voor toekomstige grote manifestaties en verwijst in dit verband naar het in het verslagjaar gehouden congres over microgolfbuizen.

.4 De kascommissie, bestaande uit de heren Prof. Dr. Ir. J. P. Schouten en Ir. D. van den Berg, heeft de boeken en bescheiden van de penningmeester nagezien en stelt bij monde van Prof. Schouten voor de penningmeester te déchargeren voor zijn financieel beleid over het jaar 1962. Dit voorstel wordt aangenomen, waarna de voorzitter namens de vergadering de penningmeester décharge verleent en tevens dankt voor het werk dat deze in het afgelopen verenigingsjaar voor het Genootschap heeft verricht.

.5 Tot leden van de kascommissie voor het jaar 1963 worden gekozen de heren Ir. D. van den Berg en Ir. C. Rodenburg.

5. Voorstel tot naamsverandering en wijziging Statuten en Huishoudelijk Reglement

De voorzitter brengt de achtergronden die tot dit voorstel hebben geleid en die zijn opgenomen in het jaarverslag van de secretaris, in herinnering. Een ontwerp exemplaar van de gewijzigde Statuten en het Huishoudelijk Reglement werd op 12 maart 1963 gelijk met de uitnodiging tot het bijwonen van deze vergadering aan alle leden verzonden.
Spreker hoopt op een vruchtbare discussie en geeft in overweging dit voorstel in deze vergadering af te handelen.

1.5.1 *Wijziging Statuten en Huishoudelijk Reglement*

De voorzitter stelt vast:
a. dat de concepten van de gewijzigde Statuten en het Huishoudelijk Reglement tijdig ter kennis van de leden zijn gebracht;
b. dat het bestuur voltallig aanwezig is;
c. dat de presentielijst is getekend door 52 leden;
d. dat deze vergadering met een meerderheid van 3/4 van de uitgebrachte stemmen een geldig besluit tot statutenwijziging kan nemen.

Bij het artikelsgewijs bespreken van de Statuten en het Huishoudelijk Reglement worden enkele ondergeschikte punten met een meerderheid van stemmen gewijzigd.

.2 *Naamsverandering*

Na de lunchpauze wordt de discussie over een eventuele naamsverandering waarover ook reeds voor de pauze werd gesproken, voortgezet. Op de door het bestuur voorgestelde nieuwe naam „NEDERLANDS ELEKTRONICAGENOOTSCHAP" wordt door verschillende leden kritiek geleverd. De gedachten welke tot het bestuursvoorstel leidden vinden echter ook steun. De volgende gezichtspunten komen naar voren:
a. Het wordt als een bezwaar gevoeld dat een ruim veertigjarige traditie geheel verloren gaat en dat de initialen NRG verdwijnen.
b. Betoogd wordt, dat de huidige naam de activiteit van het Genootschap niet meer dekt en daardoor remmend werkt op de verdere ontplooiing van het Genootschap.
c. Opgemerkt wordt dat het NRG in de loop der jaren een „begrip" is geworden; dat het Genootschap activiteiten ontplooit die moeilijk onder het gangbare begrip „Radio" gerangschikt kunnen worden, behoeft nog geen aanleiding te zijn om de naam van het Genootschap te wijzigen.
d. Voorgesteld wordt de initialen „NRG", eventueel onafhankelijk van een naam te handhaven; bijv. in analogie met de Koninklijke Nederlandse Toeristenbond A N W B (Alg. Ned. Wielrijdersbond).
e. Omtrent de stelling dat Radio geheel onder de wetenschap van de Elektronica zou vallen heerst verschil van mening.
f. Voorgesteld wordt in deze vergadering nog geen definitief besluit te nemen en een prijsvraag voor een nieuwe naam onder de leden uit te schrijven.

Van verschillende zijden worden nog suggesties voor een naam gedaan, waarbij de meerderheid van de vergadering de mening is toegedaan dat naamsverandering wenselijk is doch dat op één of andere wijze het woord „RADIO" in de naam van het Genootschap gehandhaafd dient te blijven. Voorzitter deelt mede dat het voorstel tot naamsverandering d.m.v. een rondschrijven aan de leden (529) tijdig is bekendgemaakt en dat het daarom geen zin heeft de beslissing uit te stellen.

Om tot een besluit te geraken werden de volgende suggesties stuk voor stuk in beschouwing genomen:

1. Nederlands Radiogenootschap;
2. Nederlands Elektronicagenootschap;
3. Nederlands Genootschap voor Elektronica;
4. Nederlands Genootschap voor Radiotechniek en Elektronica;
5. Nederlands Genootschap voor Radio en Elektronica;
6. Nederlands Genootschap voor Elektronica en Telecommunicatie;
7. Nederlands Genootschap voor Informatica;
8. Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
9. Uitstel van beslissing; prijsvraag voor nieuwe naam.

Op een desbetreffende vraag uit de vergadering deelt de secretaris mede dat er door twee leden schriftelijk op de voorgestelde naamsverandering werd gereageerd; de door deze twee leden voorgestelde benamingen zijn eveneens door de vergadering gesuggereerd en in vorenstaande opsomming vermeld.

Tenslotte worden de hiervoren opgesomde voorstellen, die door de secretaris op een schoolbord werden geschreven, in stemming gebracht.
Achtereenvolgens konden de voorstellen 9 en 1 tot en met 7, door stemming met handopsteking, worden afgevoerd.
De voorzitter verklaart hierna dit agendapunt als afgedaan en constateert dat de vergadering heeft besloten dat de vereniging als naam zal voeren:

„NEDERLANDS ELEKTRONICA - EN RADIOGENOOTSCHAP".

1.5.3 *Eindstemming Statuten en Huishoudelijk Reglement*

Tenslotte wordt de eindstemming gehouden, waarbij door handopsteking wordt vastgesteld, dat 41 leden voor, één tegen en 10 blanco stemmen, zodat Statuten en Huishoudelijk Reglement met de vereiste meerderheid zijn aangenomen.
De voorzitter vraagt de vergadering voorzitter en secretaris te machtigen:
a. de Koninklijke goedkeuring van de Statuten aan te vragen;
b. alle wijzigingen - mits niet van principiële aard - aan te brengen, die van overheidswege zouden worden verlangd.

De vergadering verleent deze machtiging aan voorzitter en secretaris met algemene stemmen.

6. **Bestuursverkiezingen**

.1 De aftredende bestuursleden Prof. Ir. M. P. Breedveld en Prof. Ir. B. van Dijl worden herkozen.

.2 De heren Ir. Y. Boxma, Prof. Dr. C. E. Mulders en Dr. Ir. A. van Weel treden af als bestuurslid en zijn niet meer herkiesbaar. Door het bestuur werden ter vervulling van deze vacatures voorgesteld Ir. M. W. van Batenburg, Prof. Dr. Ir. J. L. Bordewijk en Dr. F. de Vrijer. Aangezien bij de secretaris geen tegencandidaten werden aangemeld trekt de voorzitter hieruit de conclusie dat de door het bestuur voorgestelde candidaten gekozen zijn; de vergadering betuigt door applaus hiermede haar instemming. Voorzitter begroet de nieuwgekozen bestuursleden en dankt de afgetreden bestuursleden voor hetgeen door hen gedurende hun zittingsperiode in het belang van het Genootschap werd gedaan. In dit dankwoord betrekt voorzitter in het bijzonder Prof. Mulders die gedurende zo'n lange tijd als secretaris zeer veel werk in het belang van het Genootschap heeft verricht.

.3 Nu het „Ontwerp voor de Statuten en het Huishoudelijk Reglement" door de vergadering zijn goedgekeurd, zullen de voorzitter van de examencommissie en de hoofdredacteur van het tijdschrift geen deel meer uitmaken van het bestuur doch met adviserende stem de bestuursvergaderingen bijwonen en daardoor het beleid van het bestuur mede blijven bepalen. Het gunstig effect hiervan is dat beide functionarissen niet meer als bestuurslid behoeven af te treden en hun functies van voorzitter van de examencommissie en hoofdredacteur van het tijdschrift gedurende langere tijd kunnen blijven vervullen zonder dat deze gekoppeld zijn aan een bestuursfunctie.

.7 **Verkiezing Ballotagecommissie**

De afgetreden bestuursleden, de heren Ir. Y. Boxma, Prof. Dr. C. E. Mulders, Dr. Ir. A. van Weel en Ir. P. H. Boukema worden door het bestuur als lid van de ballotagecommissie voorgesteld. Voor deze functies werden bij de secretaris evenmin tegencandidaten aangemeld. Voorzitter verklaart dat genoemde heren tot lid van de ballotagecommissie zijn gekozen en dankt de betrokkenen voor hun bereidwilligheid in deze commissie zitting te nemen.

.8 **Datum en plaats volgende jaarlijkse algemene ledenvergadering**

Daar het moeilijk is thans reeds een definitieve datum en plaats vast te stellen voor de volgende Jaarlijkse Algemene Ledenvergadering, wordt

overeengekomen dat de datum hiervoor zal liggen in de periode tussen 1 januari en 15 april 1964 en dat de vergadering zal worden gehouden in een plaats waar deze het gunstigst kan worden gecombineerd met een wetenschappelijke bijeenkomst. In de Statuten zal de in verband hiermede genoemde datum van 1 april worden gewijzigd in 15 april.

.9 Bestuursmededelingen

In samenwerking met de Sectie Toegepaste Natuurkunde van de Nederlandse Natuurkundige Vereniging is een dag in voorbereiding die gewijd zal zijn aan Plasma's en Elektromagnetische golven. Aan de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.V.I. zal worden gevraagd eveneens aan deze dag deel te nemen. Getracht wordt deze bijeenkomst, die het karakter zal dragen van een symposium, te houden in Utrecht op 9 mei 1963. In de symposiumcommissie hebben zitting genomen de heren Prof. Dr. C. M. Braams, Prof. Ir. M. P. Breedveld, Dr. K. van Duuren, Dr. H. Groendijk, Prof. Dr. D. Th. J. ter Horst en Prof. Dr. J. G. J. Scholten.

.10 Rondvraag en Sluiting

Nadat is vastgesteld dat de contributie voor het lopende verenigingsjaar opnieuw ƒ 20,— zal bedragen sluit de voorzitter om ca. 14.30 uur de Jaarvergadering en geeft het woord aan Dr. J. Haantjes voor het houden van een voordracht over „De huidige stand van de techniek van de kleurentelevisie".

2. JAARVERSLAG VAN DE SECRETARIS OVER 1962

.1 Verenigingsprogramma 1962

In dit verenigingsjaar werden de volgende vergaderingen gehouden.

13 maart

154e zitting tevens Algemene Jaarvergadering in het International Institute of Social Studies te Den Haag.
Op de Algemene Jaarvergadering, die in de ochtenduren werd gehouden, waren behalve het voltallige bestuur 26 leden aanwezig. De aftredende bestuursleden werden herkozen.
Tijdens de rondvraag werd opgemerkt dat er wellicht door de naam van het NRG weinig werfkracht van het Genootschap uitgaat; gemeend wordt dat verschillende onderwerpen buiten de sfeer van het Genootschap vallen. (Voor het volledig verslag van deze vergadering wordt verwezen naar het tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap, deel 27, Nr. 1 - 1962).
Na de middag werden voordrachten gehouden over „Ruisarme Versterkers". Aanwezig waren ca. 50 leden.
Sprekers waren:

Prof Ir. C. A. Muller Radiosterrenwacht Dwingeloo	: Parametrische versterkers met halgeleiderdiodes.
Ir. P. A. H. Hart Philips Eindhoven	: Parametrische versterkers met een elektronenbundel.

17 april

155e zitting in het Centraal Laboratorium van de Staatsmijnen in Limburg te Geleen.
Aanwezig waren ca. 90 leden.
Sprekers waren:

Ir. P. M. E. M. v. d. Grinten:	Elektronische correlatoren voor lage frequenties en enkele toepassingen.
Ir. J. Ph. Westerweel	: Elektronisch regelen van het ondergronds treinverkeer.
Dr. Ir. J. Smidt	: Kernspinresonantie; principe en toepassing.

De dag werd besloten met excursies naar het Centraal Proefstation te Treebeek en het Centraal Laboratorium te Geleen.

18 en 25 mei
156e zitting (Tweedaags symposium over het onderwerp „Toepassing en Ontwerp van Professionele Antennes) in het Dr. Neher Laboratorium PTT te Leidschendam.
Beide dagen namen ca. 90 à 100 personen aan het symposium deel.
Het symposium, waarvoor ook de leden van de Sectie Telecommunicatietechniek van het KIVI werden uitgenodigd, werd voorbereid door een commissie bestaande uit de heren Prof. Dr. Ir. J. L. Bordewijk, Dr. N. Knudtzon, Prof. Ir. C. A. Muller, Ir. A. W. M. Paling en Prof. Jhr. Ir. J. L. W. C. von Weiler. De commissie heeft getracht het symposium de nodige breedheid te geven door als thema het gesprek „Gebruiker - Ontwerper" te kiezen, waardoor niet alleen de antenne zelf, maar zoveel mogelijk ook de omgeving waarin de antenne zijn plaats vindt, aan de orde kwam.
De voordrachten op deze dagen gehouden zijn afgedrukt in het voorliggende speciale Symposium-nummer van het tijdschrift.

3—7 september
4e Internationaal Congres over Microgolfbuizen in Hotel Kurhaus te Scheveningen.
Het congres werd op 3 september geopend door de voorzitter van het NRG, waarna de burgemeester van Den Haag de uit 17 landen afkomstige 420 deelnemers — waarvan 109 vergezeld van hun dames, dus totaal 529 personen — verwelkomde. Prof. Dr. H. B. G. Casimir hield een rede getiteld "Microwave tubes in modern physics". 's Middags werd een begin gemaakt met de ruim 150 lezingen, ondergebracht in 21 zittingen, van 13 onderwerpen. 's Avonds werd het congres ten stadhuize ontvangen door B. en W. van Den Haag.
Op 4 september bood de Raad van Bestuur der N.V. Philips een drukbezochte receptie aan. Op donderdagavond 6 september werd het congres besloten met een zeer geslaagd feest in de Kurzaal. De volgende dag namen velen met hun dames deel aan excursies naar de Deltawerken, of naar de Philipsfabrieken te Eindhoven.
Tijdens de congresdagen namen de dames deel aan excursies naar Den Haag, Delft, Rotterdam en Amsterdam.
Het is het bestuur van het NRG een behoefte haar oprechte dank uit te spreken voor de werkzaamheden welke door het voorbereidend Comité, bestaande uit de heren P. H. J. A. Kleijnen (voorzitter)), Jhr. H. E. R. Sandberg van Boelens (secretaris), Prof. Dr. Ir. J. L. H. Jonker, Prof. Ir. M. P. Breedveld, Dr. H. Groendijk, Ir. H. J. Kramer en Ir. L. Krul, werden verricht. Mede door de gedegen voorbereiding en de nauwkeurige werkwijze van dit Comité kon het Congres een succes worden. Ook de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, welke op vele gebieden medewerkte, droeg in belangrijke mate bij tot het welslagen van het Congres. Het bestuur van het NRG wil ook thans hier nog gaarne de N.V. Philips dank betuigen voor de belangrijke hulp.

15 oktober
157e zitting in Philips' Congreszaal, gebouw OA te Eindhoven.
Onderwerp: *Miniaturisatie in de Entertainment Sector.*
Sprekers waren:

Ir. J. Rodrigues de Miranda	: De ontwikkelingsgang naar de miniaturisatie.
Ir. W. F Dil	: Ontwikkelingsaspecten van miniatuurapparaten.
Ir. H. Haverkorn van Rijsewijk:	Fabrikage-aspecten t.b.v. miniaturisatie.
Ir. F. H. Gusdorf	: Miniatuur spoelen.
Ir. J. Uenk	: Miniatuur golflengteschakelaars.

Na de voordrachten werd de fabrikage van kleine apparaten bezichtigd. Tijdens de thee werden vragen beantwoord.

25 oktober

Benelux Section I.R.E. Pulchri Studio, Lange Voorhout 15, Den Haag.
Leden van het NRG werden uitgenodigd voor een avondbijeenkomst welke werd georganiseerd door de Benelux Section I.R.E.
Spreker was:
Dr. H. Williams, PH. D., : Buried Aerials
B.Sc.; Scientist SADTC

14 november

158e zitting bij N.V. Hollandse Signaal App. te Hengelo
Van de 90 leden die zich voor deze bijeenkomst hadden aangemeld, waarvan enkele wegens beperkte accommodatie bij N.V. Holl. Sign. App. moesten afvallen, waren wegens slechte weersomstandigheden slechts ca. 50 leden aanwezig.
Sprekers waren:
J. S. Smit : Air Traffic Control.
Ir. J. V. Bolier : Vliegveld Radar.
Ir. Sj. Tysma : Digitaal bestuurde scheepsschroeven-freesmachine.
De dag werd besloten met een rondgang door de fabriek en demonstraties.

27 november

159e zitting in samenwerking met het Nederlands Akoestisch Genootschap, in de VARA-studio te Hilversum.
De dag was gewijd aan „Omroepstudio's".
Tijdens deze bijeenkomst, welke werd georganiseerd door het Nederlands Akoestisch Genootschap en werd ingeleid door Ir. P. A. I. Huydts, werden de volgende voordrachten gehouden:
F. J. van Leeuwen: Akoestische aspecten van omroepstudio's.
H. Dorreboom : Elektro-akoestische inrichting van omroepstudio's.
P. M. Snoek : Produktie en onderhoud van omroepapparatuur.
Met een rondleiding, demonstraties en bezichtiging van de nieuwe VARA-studio werd deze dag besloten.

12 december

160e zitting bij Bell Telephone Manuf. Comp. te Antwerpen.
Deze gemeenschappelijke bijeenkomsten van SITEL, NRG en I.R.E. werd voorbereid door de Benelux Section I.R.E.
Sprekers waren:
Dr. G. van de Velde: The Activity of Bell Telephone Manufacturing Company.
De heer Liekens : Satelite Communication Project RELAY.
De voordrachten werden gehouden in de Engelse taal.
Na de lunch vond een rondgang door de fabriek plaats.

2.2 **Bestuur**

Vergaderingen
Het bestuur vergaderde 4 keer en wel op
2 maart te Delft,
18 mei te Leidschendam,
26 sept. te Delft,
6 dec. te Eindhoven.

Bestuursmutaties

In de Algemene Jaarvergadering op 13 maart 1962 werden bestuursverkiezingen gehouden en de heren Ir. J. D. H. van der Toorn (voorz.) en Ir. A. W. M. Paling herkozen. Er werden geen tegencandidaten aangemeld.

2.3 **Lidmaatschap en administratie**

Lidmaatschap

Het ledenaantal bedroeg op *1 januari 1963*			528
1 januari 1962		509	
overleden	2		
bedankt	5		
		7	
		502	
toegetreden		26	
1 januari 1963		528	

Administratie
Door het secretariaat werden 323 ontvangen en verzonden brieven verwerkt.

4. **Wijziging Statuten en Huishoudelijk Reglement. Naamsverandering van het Genootschap.**

.1 Uit het opgemerkte tijdens de Algemene Jaarvergadering dd 13 maart 1962 en uit andere contacten, heeft het bestuur de conclusie getrokken dat het thans wenselijk is geworden, dat het NRG zich een naam kiest, welke haar activiteit beter weergeeft. De naam, die tot nu gevoerd wordt, gaf bij de oprichting de activiteit van het Genootschap stellig weer; dit is thans echter niet meer het geval. Het blijkt o.a. dat buitenstaanders veelal van mening zijn dat de Elektronica buiten de sfeer van het Genootschap zou liggen.

.2 In verband met het vorenstaande en ook door verschillende andere noodzakelijk aan te brengen wijzigingen in de Statuten en het Huishoudelijk Reglement van het Genootschap, werd door het bestuur een „kleine commissie" ingesteld, welke op zich nam een en ander voor te bereiden.
Het bestuur ging er mede akkoord dat deze commissie, bestaande uit de heren Prof. Ir. M. P. Breedveld, Prof. Ir. B. van Dijl en Ir. L. Krul, zich liet bijstaan door een expert op dit gebied; hiertoe werd aangezocht de heer Mr. E. J. Groenevelt, Inspecteur bij het Staatsbedrijf der PTT, die bereid was zijn medewerking te verlenen.

.3 Wat een nieuwe naam voor het Genootschap betreft, heeft het bestuur verschillende mogelijkheden in beschouwing genomen, waarbij er aanvankelijk van werd uitgegaan dat het gewenst zou zijn op de één of andere wijze het woord „RADIO" te handhaven. Thans wordt echter gemeend dat dit uitgangspunt beter kan worden losgelaten en dat de benaming „NEDERLANDS ELEKTRONICAGENOOTSCHAP" de activiteit van het Genootschap het best weergeeft en daarom de voorkeur verdient.

.4 De „kleine commissie" bijgestaan door Mr. E. J. Groenevelt, bracht in de bestuursvergadering op 6 december 1962 verslag uit van haar werkzaamheden.

2.5 **Tijdschrift van het N.R.G.**

Dank zij de medewerking van de betreffende sprekers verliep de publikatie van de voor het Genootschap gehouden voordrachten op bevredigende wijze. Hiernaast kon een viertal, niet op voordrachten betrekking hebbende bijdragen worden geplaatst.

2.6. S.V.E.N.

.1 De stichting tot bevordering van het vakonderwijs op het gebied van de elektronica in Nederland (S.V.E.N.), opgericht in 1957 op initiatief van de besturen van de V.E.V. en het NRG, bestaat thans bijna zes jaren. Bij de oprichting werd gerekend met een bestaansperiode van 5 jaar en werd de hoop uitgesproken dat deze tijd voor de S.V.E.N. voldoende zou zijn om een situatie te scheppen waarin zij zelf overbodig zou worden. Deze wens is helaas niet in vervulling gegaan.

.2 In de achter ons liggende periode van 5 jaar werd een aantal elektronica-cursussen op verschillende plaatsen in ons land in het leven geroepen, en van de nodige materialen en leermiddelen voorzien. Reeds bestaande cursussen, die steun behoefden, werden eveneens zoveel mogelijk voorzien van meetapparatuur en andere leermiddelen. Zelfs kon op beperkte schaal tegemoet worden gekomen aan de wens van vele opleidingsinstituten om een financiële bijdrage te leveren ter verbetering van het hoogst onbevredigende peil der leraarssalarissen. Zo werden in totaal 27 cursussen gesteund, waarvan thans reeds 13 door het Ministerie van OKW in rechtstreeks subsidieverband zijn overgenomen. Het overige aantal, waaronder 7 particuliere opleidingsinstituten, zal voorlopig echter de steun van de S.V.E.N. niet kunnen missen. Het bestuur van de S.V.E.N. doet alle mogelijke moeite om deze steun ook in de toekomst te kunnen blijven geven en doet daarom een dringend beroep op de contribuanten van de S.V.E.N. om haar de thans nog zo noodzakelijke bijdragen ook voor de eerstvolgende jaren niet te onthouden. Van het Ministerie van OKW werd reeds een waardevolle toezegging verkregen.

2.7. N.R.G.-Examens.

.1 *Examenreglementen*
De nieuwe regeling voor het examen Radiotechnicus-NRG, zoals in het vorig jaarverslag aangekondigd, werd in 1962 nog niet toegepast. In 1963 zal een overgangsregeling gelden, die naar verwacht wordt, een soepele invoering van de beoogde regeling mogelijk zal maken.
De bepalingen die voor de overgangsperiode zullen gelden, zijn, door middel van een rondschrijven, aan alle belanghebbenden bekendgemaakt.

.2 *Resultaat examens 1962*
De examens werden wederom in het voor- en najaar afgenomen.

Examen Radiotechnicus-NRG
Voor het examen radiotechnicus werden 469 candidaten geëxamineerd, waarvan er 128 slaagden en 24 een herexamen kregen; bovendien deden 24 candidaten herexamen die allen slaagden.

De WERA-examenprijs voor een zeer goed examen werd dit jaar aan 2 candidaten verleend.

Examen Radiomonteur-NRG
Voor het monteursexamen meldden zich 406 candidaten aan, waarvan er 137 slaagden en 14 een herexamen kregen; bovendien deden 16 candidaten herexamen waarvan er 13 slaagden.

Examen Televisietechnicus-NRG
Voor het examen Televisietechnicus, dat in het voorjaar voor het laatst werd afgenomen, werden 3 candidaten geëxamineerd waarvan er 2 slaagden

Examen Theoretische Elektronica-NRG
Het volledig examen Theoretische Elektronica-NRG bestaat uit twee delen. Candidaten die voor het eerste deel zijn geslaagd kunnen deelnemen aan het tweede deel van het examen. Voor het volledig examen slaagde in 1961 één van de drie candidaten. In 1962 namen vier candidaten deel aan het tweede deel van het examen, waarvan er twee slaagden.

3. JAARVERSLAG PENNINGMEESTER OVER 1962.

.1 **Ontvangsten en uitgaven N.R.G. 1962.**

Ook het afgelopen jaar zijn de contributies van de leden vlot binnengekomen. Met enkele leden, die hun contributie over 1962 nog niet hebben voldaan, wordt correspondentie gevoerd, zodat mag worden aangenomen dat ook deze bedragen binnenkort ontvangen zullen worden.
Het aantal donateurs is in de loop van dit jaar met één uitgebreid, n.l. de N.V. Nederlandsche Siemens Maatschappij te 's-Gravenhage. De bijdrage is *f* 250,— groot, waardoor het totaal bedrag aan donaties is gestegen tot *f* 2580,—. De donatie groot *f* 250,— van de N.V. Philips Telecommunicatie Industrie te Hilversum over het jaar 1961, die reeds debet geboekt werd in het vorige verslag, werd in 1962 ontvangen.
De donateurs zijn thans:

Kon. Ned. Met. Instituut	De Bilt	*f* 30,—
Ned. Kabelfabriek	Delft	„ 150,—
Ned. Radio Unie	Hilversum	„ 200,—
N.V. K.E.M.A.	Arnhem	„ 100,—
Ned. Standard Electric Mij.	Den Haag	„ 200,—
N.V. Philips Gloeilampenfabrieken	Eindhoven	„ 350,—
Radio Holland N.V.	Amsterdam	„ 150,—
Philips Telecommunicatie Industrie	Hilversum	„ 250,—
Staatsbedrijf der P.T.T.	Den Haag	„ 250,—
Wet. Radiofonds Veder	Rotterdam	„ 400,—
N.V. van der Heem	Den Haag	„ 250,—
Ned. Siemens Mij.	Den Haag	„ 250,—

De rente van de Spaarbank bedroeg over 1961 *f* 507,79, waarvan *f* 100,— ten gunste van de U.R.S.I. is gebracht.
De effecten gaven een coupon-opbrengst van *f* 435,50.

In de loop van 1962 werden de resterende rekeningen over het jaar 1960 van het tijdschrift ontvangen. Over 1961 zijn slechts de rekeningen van de nrs 1 t/m 4 in ons bezit, terwijl over 1962 geen rekeningen zijn ontvangen.
Dit jaar zijn twee examen-prijzen van elk *f* 100,— toegekend.
De totale kosten voor Onkosten Sprekers en Honoraria bedroegen dit jaar *f* 2309,20, terwijl de raming slechts *f* 1900,— was.

Voor de nog te betalen rekeningen van het Tijdschrift over de jaren 1961 en 1962 werd een totaalbedrag van *f* 6666,22 gereserveerd.
Voor nog te betalen administratiekosten voor het Secretariaat over het tweede halfjaar 1962 is een bedrag van *f* 250,— gereserveerd.

Inkomsten	Geschat	Uitkomst	*Uitgaven*	Geschat	Uitkomst
Contribut. '61		f 140,—	Tijdschr. '60 5/6		f 1457,84
Contribut. '62	f 9500,—	,, 8595,—	Tijdschr. '61 1/4	f 6000,—	,, 1621,66
Contribut. '63		,, 1320,—	V. E. V.		,, 100,—
Donaties '62	f 2330,—	,, 2580,—	Sprekers + Honoraria	,, 1900,—	,, 2309,20
Opbr. coupons	,, 400,—	,, 435,50	Examen-prijzen		,, 200,—
Wera-Fonds		,, 100,—	Onk. Bestuur	,, 400,—	,, 293,30
Overdrukken		,, 22,—	Onk. Red. Comm.	,, 300,—	,, 95,69
Antenne Symp. (K.I.v.I.)		,, 224,90	Zaalhuur	,, 200,—	,, 60,—
Rente Spaarbank	,, 400,—	,, 407,79	Lunches	,, 300,—	,, 176,80
Diversen		,, 17,21	Adm. Kosten Secr.	,, 500,—	,, 250,—
			Adm. Kosten Penn.	,, 500,—	,, 500,—
			Ant. Symp. (Buskosten)		,, 140,—
			Drukwerk	,, 500,—	,, 639,14
			Micro Golf Congres		,, 67,50
			Bankkosten		,, 20,85
			Diversen	,, 500,—	,, 225,87
			Saldo		,, 5684,55
		f 13842,40			f 13842,40

3.2 **Balans per 31 december 1962**

Debet		*Credit*	
Saldo girorekening	f 1.916,46	Tijdschrift '61	f 666,22
Saldo Bank	,, 24.314,11	Tijdschrift '62	,, 6.000,—
Effecten	,, 11.606,50	Adm. Kosten Secr.	,, 250,—
Kantoor Inventaris	,, 482,—	Congres	,, 3.585,45
		Kapitaal	,, 27.817,40
	f 38.319,07		f 38.319,07

Toelichting op de balans.

.1 Kapitaal per 1 januari 1962		f 19.932,91
.2 Ontvangsten over 1962		,, 13.842,40
		f 33.775,31
.3 Uitgaven over 1962		,, 8.157,85
		f 25.617,46
.4 Nog te betalen (en credit geboekt)		
Tijdschrift 1961 nrs. 5/6	f 666,22	
Tijdschrift 1962	,, 6.000,—	
Admin. kosten secretaris 1962	,, 250,—	
Microgolfbuizen-Congres	,, 3.585,45	,, 10.501,67
		f 15.115,79
.5 Reeds eerder credit geboekt:		
Tijdschrift 1960	f 1.344,74	
Tijdschrift 1961	,, 6.000,—	
Microgolfbuizen- Congres	,, 5.000,—	,, 12.344,74
		f 27.460,53
.6 Koersverlies op effecten		,, 125,13
		f 27.335,40
.7 Boekwaarde kantoorinventaris		,, 482,—
Kapitaal per 31 december 1962		f 27.817,40

3.3 Begroting voor 1963

Inkomsten		*Uitgaven*	
Contributies	f 10.000,—	Tijdschrift 1963	f 6.000,—
Donaties	„ 2.580,—	Onkosten Bestuur	„ 400,—
Opbrengst coupons	„ 400,—	Onk. Red. Commissie	„ 200,—
Rente Spaarbank	„ 400,—	Zaalhuur	„ 200,—
		Drukwerk	„ 700,—
		Contr. V.E.V.	„ 100,—
		Onkosten Sprekers + Honoraria	„ 2.500,—
		Lunches	„ 300,—
		Hon. Adm. Penningm.	„ 500,—
		Hon. Adm. Secretaris	„ 700,—
		Diversen	„ 1.000,—
		Saldo	„ 780,—
	f 13.380,—		f 13.380,—

3.4. Nederlands Nationaal Comité voor de U.R.S.I.

.1 *Ontvangsten en uitgaven 1962*

Aan donaties werd over het jaar 1962 een bedrag groot f 2750,— ontvangen. Hierin is begrepen een bedrag ad f 400,— van de N.V. Philips Telecommunicatie Industrie te Hilversum nog over het jaar 1961, welk bedrag in de vorige verantwoording reeds debet geboekt was.
De donateurs zijn:

Stichting Radiostraling Zon- en Melkweg	Groningen	f 100,—
R.V.O.—T.N.O.	Den Haag	„ 250,—
Staatsbedrijf der P.T.T.	Den Haag	„ 500,—
Philips Telecommunicatie Industrie	Hilversum	„ 400,—
N.V. Philips Gloeilampenfabrieken	Eindhoven	„ 600,—
Rijksluchtvaartdienst	Scheveningen	„ 500,—

De donatie van de Rijksluchtvaartdienst over 1962 was op 31 december 1962 nog niet ontvangen.

De contributie aan de Internationale Organisatie te Brussel is dit jaar nog niet overgemaakt, doch het bedrag hiervoor is wel gereserveerd.
Aan diversen werd f 19,20 uitgegeven.

Inkomsten		*Uitgaven*	
Donaties	f 1.850,—	Diversen	f 19,20
Rente	f 100,—	Saldo	„ 1.930,80
	f 1.950,—		f 1.950,—

.2 *Balans per 31 december 1962*

Debet		*Credit*	
Saldo Bank	f 7.186,84	Nog te betalen contributie	f 1.900,—
Donatie (nog te ontvangen)	„ 500,—	Saldo per 31 dec. '62	„ 5.786,84
	f 7.686,84		f 7.686,84

3.4.3. *Toelichting op de balans*

.1	Gunstig saldo 1 januari 1962		*f* 5.256,04
	Nog te ontvangen donatie 1962	*f* 1.950,—	
	Ontvangsten over 1962	„ 500,—	„ 2.450,—
			f 7.706,04
.3	Uitgaven over 1962		„ 19,20
			f 7.686,84
.4	Nog te betalen contributie over 1962		„ 1.900,—
	Kapitaal per 31 december 1962		*f* 5.786,84

.5. **Examen Commissie van het Nederlands Radiogenootschap**

.1 *Staat van ontvangsten en uitgaven over 1962*

Ontvangsten		*Uitgaven*	
examengelden voorjaar	*f* 21.475,—	vacatiegelden	*f* 10.497,10
examengelden najaar	„ 14.980,—	reis- en verblijfkosten	„ 7.684,96
rente spaarbank	„ 1.007,56	zaalhuur	„ 3.127,25
verkoop uitgewerkte examenopgaven	„ 598,33	verbruiksartikelen	„ 895,60
diversen	„ 180,50	meubilair, instrumenten gereedschappen	„ 326,86
		onderhoud idem	„ 597,12
		drukwerk	„ 293,40
		porti	„ 882,—
		telefoon	„ 198,50
		kantoorbehoeften	„ 646,51
		samenstellen examenopgaven	„ 1.200,—
		correctiewerk	„ 5.800,—
		salaris administrateur	„ 3.600,—
		publicatie examenopgaven	„ 655,10
		terugbetaling examengelden	„ 410,—
		diversen	„ 191,18
			f 37.005,58
		voordelig saldo	„ 1.235,81
	f 38.241,39		*f* 38.241,39

.2 *Balans per 31 december 1962*

Debet		*Credit*	
Saldo giro	*f* 505,15	Kapitaal	*f* 38.011,75
Saldo Nutsspaarbank	„ 28.876,92		
Rente Nutsspaarbank	„ 1.007,56		
Saldo kas (incl. zegels enz.)	„ 207,77		
Instrumenten	„ 4.993,50		
Meubilair, kantoormachines	„ 1.987,60		
Gereedschappen	„ 433,25		
	f 38.011,75		*f* 38.011,75

PERSONALIA



Ir. Th. J. Weijers ontvangt beloning van Wetenschappelijk Radiofonds VEDER

Aan Ir. Th. J. Weijers, wetenschappelijk hoofdambtenaar van de Technische Hogeschool te Eindhoven en aldaar belast met het geven van onderwijs in de elektronica, werd vanwege het Wetenschappelijk Radiofonds VEDER een beloning toegekend ter gelegenheid van zijn 70ste verjaardag. Het Wetenschappelijk Radiofonds heeft de heer Weijers de beloning doen toekomen op grond van de door hem gedurende zijn loopbaan geleverde bijdrage tot de opleiding van radiotechnici op verschillend niveau en voor zijn werk tot verhoging van het peil van het onderwijs in de radiotechniek.

NIEUWE LEDEN

Ir. D. Breeuwsma, Floraplein 9, Eindhoven.
Ir. A. van Egmond, Gladiolusstraat 2, Wassenaar.
Ir. P. den Toonder, Julianalaan 11, Dubbeldam.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. D. A. Alberts, Da Costalaan 4, Rijswijk (Z.H.).
Ir. H. Bosma, Dravikstraat 10, Geldrop.
G. S. Kok, ing., Leijweg 622, den Haag.
Ir. H. V. A. M. Maseland, Händelstraat 82, Utrecht.
Ir. D. C. J. Poortvliet, Pr. Beatrixlaan 92, Voorburg (Z.H.).
Ir. A. D. J. Uurbanus, p/a Centrale Directie PTT, Kortenaerkade 12, den Haag.

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. M. L. Bazen, p/a IBM Octrooibureau, Watsonweg 2, Postbus 24, Uithoorn.
Ir. D. Breeuwsma, Jan van Eijckgracht 143, Eindhoven.
Dr. H. Bruining, p/a Philips Zentrallaboratorium, Jägerstrasze, Aken.
Ir. J. F. Carrière, Philips International Institute, Eindhoven.
Ir. W. Herstel, Nieuwe Rijn 28, Leiden.
Ir. H. H. Idzerda Schotanus à Steringa, Heemsteedse Dreef 148, Heemstede.
Ir. J. J. M. de Koning, Duinlaan 125, Kijkduin (den Haag).
Ir. G. B. Postema, 11 Holiday Road, Wayland 01778, Mass. U.S.A.

Prof. ir. C. Rodenburg, Prinsestraat 9, Enschede.
Ir. D. W. Rollema, woonark „Archimedes" Achter Hoofdstraat 99, Valkenburg (Z.H.).
Ch. L. Seeger, Department of Astronomy Campbell Hall, University of California, Berkeley 4, California USA.
F. J. Soede, ICAO Technical Assistance Mission Boîte Postale 5119, Casablanca-Maarif Morocco.
Ir. M. Steffelaar, Jonckbloetlaan 13, Eindhoven.
Dr. F. L. Stumpers, Elzentlaan 11, Eindhoven.
Ir. J. C. Vermeulen, Tesselschadelaan 32, Uithoorn.
Ir. J. N. Vos, Pasteurlaan 105, Eindhoven.
Ir. J. K. Zuidweg, Pr. Beatrixlaan 44, Waddinxveen.

BEDANKT ALS LID

Drs. A. M. J. Jaspers, Potgieterstraat 48, Eindhoven.

Dit nummer werd gedrukt op 10 september 1963.